

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**

Інститут телекомунікаційних систем

Кафедра Інформаційно-телекомунікаційних мереж

«На правах рукопису»

УДК 621.391.962

«До захисту допущено»

Завідувач кафедри

_____ Лариса ГЛОБА

« ____ » _____ 2020 р.

Магістерська дисертація

на здобуття ступеня магістра

**за освітньо-професійною програмою «Інформаційно-комунікаційні
технології»**

зі спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

**на тему: «Приймально-пеленгаторний модуль радіомоніторингу
телекомунікаційних мереж з розробкою моноімпульсного аналого-
цифрового пристрою вимірювання пеленгу»**

Виконав:

студент VI курсу, групи ТІ-91мп

Куценко Руслан Олександрович _____

Керівник:

доцент кафедри ІТМ, к.т.н., доцент, с.н.с.

Ільницький Анатолій Іванович _____

Рецензент:

доцент кафедри ТК ІТС, доцент, к.т.н.

Цуканов Олег Федорович _____

Засвідчую, що у цій магістерській
дисертації немає запозичень з праць
інших авторів без відповідних посилань.
Студент _____

Київ – 2020 року

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Інститут телекомунікаційних систем
Кафедра Інформаційно-телекомунікаційних мереж

Рівень вищої освіти – другий (магістерський)

Спеціальність – 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Освітньо-професійна програма «Інформаційно-комунікаційні технології»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ Лариса ГЛОБА

« ____ » _____ 2020 р.

ЗАВДАННЯ
на магістерську дисертацію студенту
Куценку Руслану Олександровичу

1. Тема дисертації «Приймально-пеленгаторний модуль радіомоніторингу телекомунікаційних мереж з розробкою моноімпульсного аналого-цифрового пристрою вимірювання пеленгу», науковий керівник дисертації Ільницький Анатолій Іванович доцент кафедри інформаційно-телекомунікаційних мереж ІТС, к.т.н., доцент, с.н.с. затверджені наказом по університету від «03» листопада 2020 р. № 3208-с.
2. Термін подання студентом дисертації 10.12.2020 р.
3. Об'єкт дослідження: процес вимірювання пеленгу при радіомоніторингу джерел радіовипромінювання ТКМ.
4. Предмет дослідження: проектування нових та удосконалення вже існуючих методів і способів вимірювання пеленгу джерел радіовипромінювання при радіомоніторингу ТКМ з розробкою пристроїв їх технічної реалізації.
5. Перелік завдань, які потрібно розробити:

- 5.1. Вступ (актуальність теми, об'єкт і предмет дослідження, мета проекту, основне наукове завдання, часткові науково-практичні задачі)
- 5.2. Проблемні питання пеленгування джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж і систем та основні напрями їх вирішення
- 5.3. Структурно-функціональна схема приймально-пеленгаторного модуля моноімпульсного радіомоніторингу телекомунікаційних мереж та режим його роботи
- 5.4. Патентний пошук аналогів і аналіз сучасних методів і способів вимірювання відносного значення пеленгу в горизонтальній площині джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж
- 5.5. Вибір і опис прототипу методу вимірювання відносного значення пеленгу в горизонтальній площині джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж та пристрою його реалізації
- 5.6. Синтез аналого-цифрового пристрою двоканального вимірювання відносного значення пеленгу в горизонтальній площині джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж
- 5.7. Стартап-проект аналого-цифрового пристрою двоканального вимірювання відносного значення пеленгу в горизонтальній площині джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж
- 5.8. Загальні висновки
6. Орієнтовний перелік ілюстративного матеріалу
 - 6.1. Загальна характеристика роботи
 - 6.2. Структурна схема глобальної телекомунікаційної мережі
 - 6.3. Структурно-функціональна схема приймально-пеленгаторного модуля моноімпульсного радіомоніторингу телекомунікаційних мереж
 - 6.4. Структурно-функціональна схема прототипу вимірювача відносного значення пеленгу в горизонтальній площині джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж
 - 6.5. Дискримінаційні характеристики вимірювача відносного значення пеленгу в горизонтальній площині джерел радіовипромінювання телекомунікаційних

мереж і основні аналітичні залежності щодо вирішувального правила визначення пеленгу

6.6. Структурно-функціональна схема аналого-цифрового двоканального вимірювача відносного значення пеленгу в горизонтальній площині частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж

6.7. Графічні залежності щодо точності вимірювання відносного значення пеленгу в горизонтальній площині радіовипромінювання телекомунікаційних мереж

6.8. Основні результати оцінки стартап-проекту аналого-цифрового пристрою двоканального вимірювання відносного значення пеленгу в горизонтальній площині джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж

6.9. Публікації та апробація магістерської роботи

7. Орієнтовний перелік публікацій

7.1. Ільницький А.І., Куценко Р.О., Рудевич А.Є. Аналого-цифровий пристрій двоканального моноімпульсного вимірювання пеленгу джерел радіовипромінювання на несучій частоті вхідних сигналів. - Деклараційний патент №144798 на корисну модель u202003103 від 25.05.2020.- Бюл.№20, 26.10.2020

7.2. Ільницький А.І., Рудевич А.Є., Куценко Р.О. Аналого-цифровий пристрій двоканального моноімпульсного вимірювання несучої частоти джерел радіовипромінювання. - Деклараційний патент №145417 на корисну модель u202003993 від 02.07.2020.- Бюл.№23, 11.12.2020

7.3. Куценко Р.О., Рудевич А.Є. Аналого-цифровий приймально-пеленгаторний модуль моноімпульсного радіомоніторингу інфокомунікаційних мереж. - Міжнародна науково-практична конференція «Інфокомунікації – сучасність та майбутнє» ОНАЗ ім. О.С. Попова. Зб. матеріалів конф. - Одеса, 16-19 листопада 2020 р.

8. Дата видачі завдання «5» вересня 2019 р.

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Термін виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Аналіз проблемних питань вимірювання відносного пеленгу джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж і систем та основні напрями їх вирішення. Розробка структурно-функціональної схеми приймально-пеленгаторного модуля моноімпульсного радіомоніторингу телекомунікаційних мереж	5.09.19 – 10.10. 19	виконано
2	Аналіз сучасних методів і способів вимірювання відносного пеленгу джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж. Патентний пошук аналогів	11.10. 19– 18.01. 20	виконано
3	Обґрунтування і вибір прототипу способу та пристрою вимірювання відносного пеленгу джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж. Критика обраного прототипу	19.01. 20– 27.02. 20	виконано
4	Розробка структурно-функціональної схеми аналого-цифрового двоканального вимірювача відносного пеленгу джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж	28.02. 20 – 15.04. 20	виконано
5	Розробка програми і алгоритму обчислення відносного пеленгу джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж цифровим сигнальним процесором. Розрахунок графічних залежностей щодо точності вимірювання відносного пеленгу джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж	16.04. 20 – 02.09.20	виконано
6	Розробка стартап-проекту аналого-цифрового пристрою двоканального вимірювання відносного пеленгу джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж	03.09. 20– 05.10. 20	виконано
7	Оформлення графічного матеріалу	20.11. 20	виконано
8	Оформлення магістерської роботи	1.12. 20	виконано
9	Складання доповіді по роботі	20.11. 20	

Студент

Руслан КУЦЕНКО

Науковий керівник дисертації

Анатолій ІЛЬНИЦЬКИЙ

РЕФЕРАТ

Робота містить 111 сторінок, 35 рисунків та 27 таблиць. Було використано 23 джерела.

Мета роботи: є підвищення ефективності процесу радіомоніторингу джерел телекомунікаційних мереж і систем за рахунок підвищення точності, швидкодії та достовірності визначення пеленгу джерела радіовипромінювань.

Проаналізовано проблемні питання вимірювання відносного пеленгу джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж і систем та основні напрями їх вирішення. Розроблена структурно-функціональна схема приймально-пеленгаторного модуля моноімпульсного радіомоніторингу телекомунікаційних мереж. Розроблена структурно-функціональна схема аналого-цифрового двоканального вимірювача відносного пеленгу джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж, відповідна програма та алгоритм обчислення відносного пеленгу. Розраховано графічні залежності щодо точності вимірювання відносного пеленгу джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж. Розроблений стартап-проект аналого-цифрового пристрою двоканального вимірювання відносного пеленгу джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж.

Ключові слова: дискримінаційна характеристика, середньоквадратична помилка, джерело радіовипромінювання, пеленг, діаграма направленості антени, цифровий сигнальний процесор

ABSTRACT

The work contains 111 pages, 35 figures and 27 tables. 23 sources have been used.

Goal: to increase the efficiency of the process of radio monitoring of sources of telecommunications networks and systems by improving the accuracy, speed and reliability of determining the bearing of the source of radio emission.

The problematic issues of measuring the relative bearing of radio radiation sources of telecommunication networks and systems and the main directions of their solution are analyzed. The structural-functional scheme of the receiving-direction-finding module of monopulse radio monitoring of telecommunication networks is developed. The structural-functional scheme of the analog-digital two-channel meter of relative bearing of radio emission sources of telecommunication networks, the corresponding program and algorithm of calculation of relative bearing are developed. Graphical dependences on the accuracy of measuring the relative bearing of radio radiation sources of telecommunication networks are calculated. The start-up project of the analog-digital device of two-channel measurement of a relative bearing of sources of radio emission of telecommunication networks is developed.

Key words: discriminatory characteristics, standard error, radio source, bearing, antenna pattern, digital signal processor

ЗМІСТ

ВСТУП	12
РОЗДІЛ 1	15
ПАТЕНТНИЙ ПОШУК І АНАЛІЗ МЕТОДІВ ТА СПОСОБІВ МОНОІМПУЛЬСНОГО ВИМІРЮВАННЯ ЧАСТОТНО-ЧАСОВИХ ПАРАМЕТРІВ ТА ВІДНОСНОГО ПЕЛЕНГУ ДЖЕРЕЛ РАДІОВИПРОМІНЮВАННЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ	15
1.1 Методи і способи моноімппульсного вимірювання відносного пеленгу джерел радіовипромінювання	15
1.1.1 Амплітудні методи і способи моноімппульсного вимірювання відносного пеленгу джерел радіовипромінювання	15
1.1.2 Фазові методи і способи моноімппульсного вимірювання відносного пеленгу джерел радіовипромінювання	26
1.1.3 Комбіновані методи і способи моноімппульсного вимірювання відносного пеленгу джерел радіовипромінювання	31
1.2. Фазометричний метод моноімппульсного вимірювання відносного пеленгу джерел радіовипромінювання, як прототип для синтезу пристрою його реалізації	35
Висновки	47
РОЗДІЛ 2	49
УДОСКОНАЛЕНИЙ ФАЗОМЕТРИЧНИЙ СПОСІБ МОНОІМПУЛЬСНОГО ВИМІРЮВАННЯ ВІДНОСНОГО ПЕЛЕНГУ ДЖЕРЕЛ РАДІОВИПРОМІНЮВАННЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ І АНАЛОГОВИЙ ПРИСТРІЙ ЙОГО ТЕХНІЧНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ	49
2.1. Удосконалений двоканальний фазометричний спосіб моноімппульсного вимірювання відносного пеленгу джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж	49
2.2. Аналоговий пристрій технічної реалізації двоканального фазометричного способу джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж	60
Висновки	64
РОЗДІЛ 3	65
АНАЛОГО-ЦИФРОВИЙ ФАЗОМЕТРИЧНИЙ СПОСІБ МОНОІМПУЛЬСНОГО ВИМІРЮВАННЯ ВІДНОСНОГО ПЕЛЕНГУ ДЖЕРЕЛ	

РАДІОВИПРОМІНЮВАННЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ І АНАЛОГО-ЦИФРОВИЙ ПРИСТРІЙ ЙОГО ТЕХНІЧНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ 65

3.1. Аналого-цифровий двоканалний фазометричний спосіб моноімпульсного вимірювання відносного пеленгу джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж 65

3.2. Аналого-цифровий пристрій технічної реалізації двоканалного фазометричного способу моноімпульсного вимірювання відносного пеленгу джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж..... 67

3.3. Алгоритм та обчислювальна програма вирішувального правила з визначення відносного пеленгу цифровим сигнальним процесором 70

Висновки 78

РОЗДІЛ 4 80

АНАЛОГО-ЦИФРОВИЙ ПРИЙМАЛЬНО-ПЕЛЕНГАТОРНИЙ МОДУЛЬ РАДІОМОНІТОРИНГУ ДЖЕРЕЛ РАДІОВИПРОМІНЮВАННЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ 80

4.1. Структурно-функціональна схема аналого-цифрового моноімпульсного приймально-пеленгаторного модуля для засобів радіомоніторингу телекомунікаційних мереж 80

4.2. Технічні характеристики аналого-цифрового моноімпульсного приймально-пеленгаторного модуля 82

Висновки 87

РОЗДІЛ 5 89

СТАРТАП-ПРОЕКТ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРИЙМАЛЬНО-ПЕЛЕНГАТОРНОГО МОДУЛЮ РАДІОМОНІТОРИНГУ ДЖЕРЕЛ РАДІОВИПРОМІНЮВАННЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ 89

5.1 Опис ідеї стартапу 89

5.2 Технологічний аудит ідеї стартап-проекту..... 91

5.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту 91

5.4 Розроблення маркетингової програми стартап-проекту 100

5.5 Бізнес-план реалізації стартап-проекту..... 103

5.5.1 Короткий інвестиційний меморандум 103

5.5.2 Опис бізнесу та продукту 104

5.5.3 План виробництва..... 104

5.5.4 Квартальна кількість продаж та очікуваний фінансовий дохід.... 105

5.5.5 Витрати та чистий дохід 106

5.5.6 Фінансова оцінка	107
Висновки	107
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ	108
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	112

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

АС	Антенна система
АК	Антенний комутатор
ДЗ	Джерело завад
ДН	Діаграма направленості
ДНА	Діаграма направленості антени
ДРВП	Джерела радіовипромінювання
ДХ	Діскримінаційна характеристика
ЕМЗ	Електромагнітна завада
ЕМО	Електромагнітна обстановка
МППМ	Моноімпульсний приймально-пеленгаторний модуль
НВЧ	Надвисокі частоти
ПЕОМ	Персональна електронно обчислювальна машина
ПВР	Програмно визначене (конфігуроване) радіо
РЕЗ	Радіоелектронні засоби
РЕО	Радіоелектронна обстановка
РЕС	Радіоелектронні системи
РЗ	Рецептор завад
РМ	Радіомоніторинг
РПП	Радіоприймальний пристрій
СІСПР	Міжнародний спеціальний комітет по радіозавадам
СКП	Середньоквадратична помилка
ТКМ	Телекомунікаційні мережі
ТКС	Телекомунікаційні системи
УВЧ	Ультрависокі частоти
УКХ	Ультракороткі хвилі
ЧД	Частотний детектор

ВСТУП

Актуальність. Відомо, що сучасні телекомунікаційні системи (ТКС) виконують велику кількість завдань та відрізняються значною різноманісністю як структурної, так і функціональної побудови і функцій за призначенням. Глобальна ТКС є багатофункціональною параметричною радіотехнічною системою, кожний елемент якої у сукупності створює складну радіоелектронну обстановку (РЕО).

Загальний контроль за станом РЕО – радіомоніторинг (РМ) здійснюють сили і засоби Українського державного центру радіочастот та нагляду за зв'язком. Вони із заданою періодичністю визначають умови енергетичного та структурного частотно-часового доступу до джерел радіовипромінювань (ДРВП) з метою забезпечення електромагнітної сумісності (ЕМС) ТКС, що є запорукою їх високої ефективності роботи. Однак, на цей час оперативного контролю за станом РЕО і виконання умов забезпечення ЕМС безпосередньо у процесі експлуатації у операторів ТКС практично немає. Тому тема роботи, яка присвячена розробці приймально-пеленгаторного модуля є актуальною, і підтверджується існуючою проблемною ситуацією.

Метою роботи є підвищення ефективності процесу радіомоніторингу джерел телекомунікаційних мереж і систем за рахунок підвищення точності, швидкодії та достовірності визначення пеленгу джерела радіовипромінювань.

Об'єкт дослідження: процес вимірювання пеленгу при радіомоніторингу джерел радіовипромінювання ТКМ.

Предмет дослідження: приймально-пеленгаторний модуль моноімпульсного радіомоніторингу телекомунікаційних мереж з розробкою пристрою вимірювання пеленгу джерел радіовипромінювання.

Для досягнення мети дослідження було поставлено та вирішено такі основні задачі:

1. Аналіз проблемних питань вимірювання відносного пеленгу джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж і систем та основні напрями їх вирішення. Розробка структурно-функціональної схеми

приймально-пеленгаторного модуля моноімпульсного радіомоніторингу телекомунікаційних мереж;

2. Аналіз сучасних методів і способів вимірювання відносного пеленгу джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж. Патентний пошук аналогів;
3. Розробка структурно-функціональної схеми аналого-цифрового двоканального вимірювача відносного пеленгу джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж;
4. Розробка програми і алгоритму обчислення відносного пеленгу джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж цифровим сигнальним процесором;
5. Розрахунок графічних залежностей щодо точності вимірювання відносного пеленгу джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж;
6. Розробка стартап-проекту аналого-цифрового пристрою двоканального вимірювання відносного пеленгу джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж;

Теоретичний результат дослідження:

розроблено аналого-цифровий спосіб пеленгації джерел випромінювання при радіомоніторингу телекомунікаційних мереж і систем.

Практичний результат роботи:

синтезовано аналого-цифровий пристрій пеленгації джерел випромінювання при радіомоніторингу ТКМ, який є невід'ємною частиною розробленого приймально-пеленгаторного модуля радіомоніторингу телекомунікаційних мереж і систем.

Публікації та апробація результатів роботи:

основні результати роботи увійшли в підсумковий звіт про проведення НДР «Розробка і дослідження методів моноімпульсного пеленгування і вимірювання миттєвої частоти джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж и систем, шифр « Пеленг », (номер

держреєстрації - № 0117U006385, 2017-2020 р.); опубліковані в тезах доповіді на Міжнародній науково-практичній конференції «Інфокомунікації - сучасність та майбутнє» ОНАЗ ім. О.С. Попова. Зб. матеріалів конф - Одеса, 16 -19 листопада 2020 р., та отримано 2 деклараційні патенти на корисні моделі: №144798 - u202003103 від 25.05.2020р., №145417 - u202003993 від 02.07.2020 р.

РОЗДІЛ 1

ПАТЕНТНИЙ ПОШУК І АНАЛІЗ МЕТОДІВ ТА СПОСОБІВ МОНОІМПУЛЬСНОГО ВИМІРЮВАННЯ ЧАСТОТНО-ЧАСОВИХ ПАРАМЕТРІВ ТА ВІДНОСНОГО ПЕЛЕНГУ ДЖЕРЕЛ РАДІОВИПРОМІНЮВАННЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ

1.1 Методи і способи моноімппульсного вимірювання відносного пеленгу джерел радіовипромінювання

1.1.1 Амплітудні методи і способи моноімппульсного вимірювання відносного пеленгу джерел радіовипромінювання

Принцип роботи амплітудних радіопеленгаторів базується на аналізі амплітудного розподілу електромагнітного поля, створеного контрольованим сигналом на розкриві приймальної антени пеленгатора. Розрізняють три різновиди амплітудного способу пеленгування: за максимальним значенням сигналу, мінімальним значенням сигналу і на основі порівняння сигналів (рівносигнальний спосіб).

В разі пеленгування за максимальним значенням сигналу пеленг на ДРВ визначається за максимумом ДН обертової АС (рис. 1.2, а), оскільки результуюча напруга U на виході антени безпосередньо залежить від напруженості електромагнітного поля E в пункті приймання та ДН антени $F(\alpha, \beta)$, де α - азимут, β - кут місця, тобто

$$U = hEF(\alpha, \beta) \quad (1.1)$$

де h - діюча висота АС пеленгатора.

Відлік кутової координати ДРВ проводиться в момент, коли рівень напруги на виході РПП, до якого підключена АС пеленгатора, стає максимальним. При цьому фазовий фронт радіохвилі, що надходить на антену радіопеленгатора, перпендикулярний її площині розкриву, а напрямком максимуму ДН антени співпадає з напрямком на ДРВ [1].

У процесі пеленгування антену пеленгатора або повертають до моменту отримання максимального значення вихідної напруги РПП або обертають її безперервно. В першому випадку просторове положення ДН антени

пеленгатора змінюється і напрямок її максимуму співпадає з напрямком на ДРВ. Пеленг зчитується за кутовим положенням ДН.

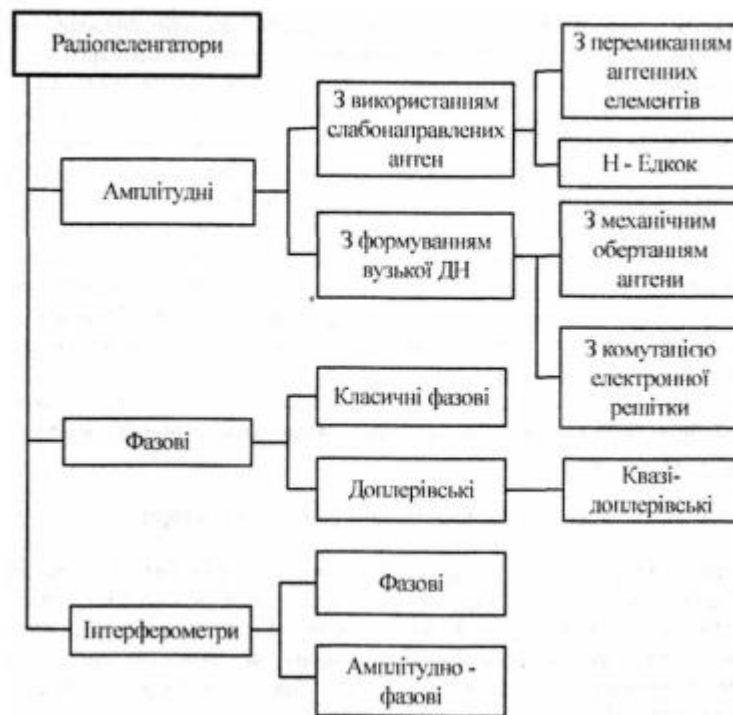


Рис. 1.1. Загальна класифікація радіопеленгаторів

В разі безперервного обертання АС пеленгатора вихідна напруга антени U модулюється з кутовою частотою її обертання Ω за законом

$$U = U_{\max} F(\Omega t - \alpha), \quad (1.2)$$

при цьому фаза α відповідає пеленгу і визначення пеленга може проводитися автоматично [1].

За цим способом забезпечується значна дальність пеленгування, оскільки пеленгаторний РПП працює з великим рівнем сигналу. Основні переваги способу:

- 1) незначний вплив шумів на точність пеленгування, оскільки в напрямку максимального значення ДН антени приймається максимально можлива енергія сигналу, що пеленгується;
- 2) можливість розрізнення в одному частотному каналі декількох ДРВ із різними азимутами;
- 3) нескладна конструктивна реалізація пеленгатора, оскільки

потребується одноканальний РПП;

4) низька вартість радіопеленгатора.

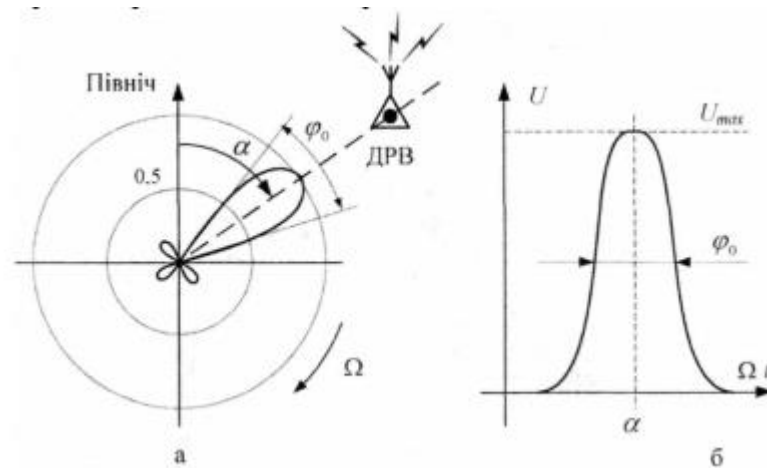


Рис. 1.2. Принцип пеленгування за максимальним значенням сигналу

Недолік способу - низька точність пеленгування через малу кривизну ДН поблизу її максимуму. Точність визначення пеленга становить близько однієї п'ятої від ширини ДН на рівні половинної потужності [1]:

$$\Delta\alpha \approx 0,2\varphi_0 \quad (1.3)$$

Цей спосіб застосовують для роботи в дециметровому та сантиметровому діапазонах, в яких можна побудувати гостронаправлені антени [2].

Спосіб пеленгування за мінімальним значенням сигналу застосовується у випадках, коли можна сформувати ДН АС пеленгатора з явно вираженим мінімальним значенням прийнятого сигналу, причому він повинен бути єдиним (рис. 1.3, а). Таку ДН може мати окрема АС, крім цього її можна також сформувати шляхом застосування пари ідентичних антен, кожна з яких має вузьку ДН (рис. 1.3, в). Пеленгування ДРВ проводиться шляхом обертання АС до положення, за якого рівень сигналу на виході РПП сягає мінімального значення (рис. 1.3, б, г).

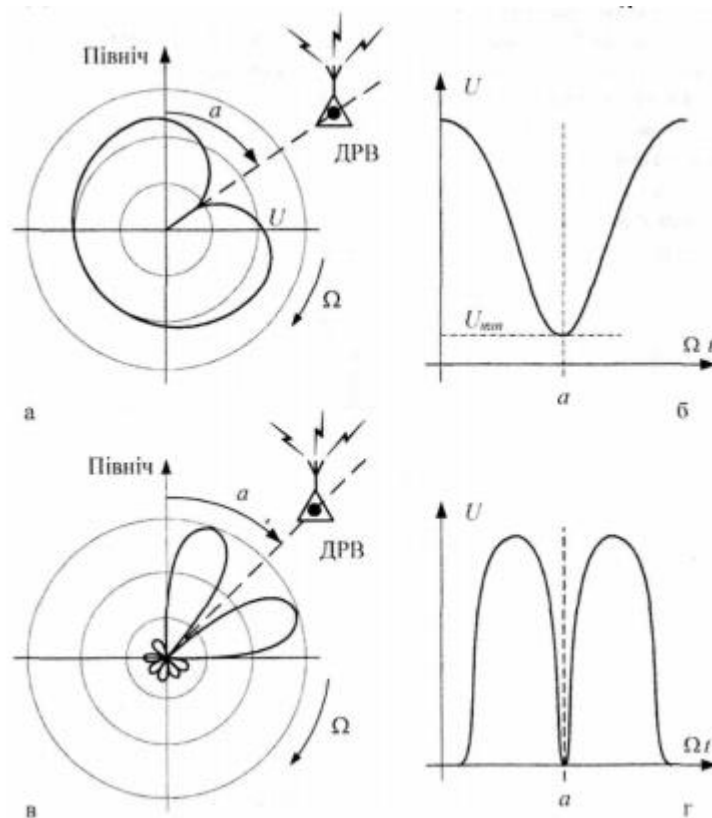


Рис. 1.3. Принцип пеленгування за мінімальним значенням сигналу

В разі пеленгування за цим способом досягається більша точність вимірювання пеленга, оскільки ДН антени поблизу свого мінімального значення має більшу крутизну залежності

$$\partial F(\alpha) / \partial \alpha ,$$

тобто мінімум - досить гострий [2]:

$$\Delta \alpha \approx 0,1 \varphi_0 \quad (1.4)$$

Недолік способу пеленгування за мінімальним значенням сигналу - невисока точність пеленгування в разі низького відношення сигнал/шум, оскільки внаслідок додаткового зменшення рівня сигналу ДРВ мінімумом ДН АС пеленгатора він може бути таким же, як і за відсутності сигналу ДРВ, що може спричинити до помилкового визначення напрямку. Крім цього дальність дії пеленгаторів, які працюють за цим способом, менша, ніж у пеленгаторів, які працюють за максимальним значенням сигналу [2].

Рівносигнальний спосіб - компромісний між відміченими раніше,

оскільки усуває їхні недоліки. Він реалізується за рахунок застосування двох направлених ідентичних антен, ДН яких дещо розвернуті в азимутальній площині (рис. 1.4, а), при цьому пеленг на ДРВ визначається шляхом порівняння сигналів на виході РПП радіопеленгатора.

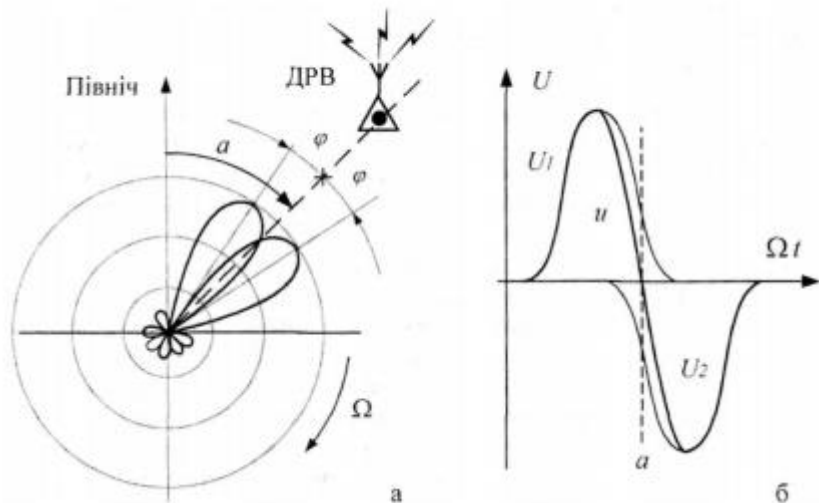


Рис. 1.4. Принцип пеленгування за рівносигнальним способом

Істинним напрямком на ДРВ вважається такий, що знаходиться між двома максимальними значеннями ДН антен. Оскільки ці антени ідентичні, то їхні ДН $F(\alpha)$ однакові і розвернуті на певний кут φ , тому вихідні сигнали антен можна описати функціями

$$F(\alpha + \varphi) \text{ і } F(\alpha - \varphi)$$

Напрямок, що відповідає куту α перетину ДН, називається рівносигнальним. Вихідні сигнали антен, пройшовши через фільтри, підсилювачі й детектори радіопеленгатора, порівнюються з протилежними знаками (рис. 1.4, б), у результаті чого залежність амплітуди результуючої напруги від кутового напрямку надходження радіохвилі (пеленгаційна характеристика радіопеленгатора) описується виразом

$$U = U_1(\alpha) - U_2(\alpha) = k[F(\alpha + \varphi) - F(\alpha - \varphi)] \quad (1.5)$$

Ця функція за умови симетричності ДН антен буде непарною [3].

Під час пеленгування за цим способом, на відміну від пеленгування за мінімальним значенням сигналу, завжди можна впевнитися в наявності сигналу пеленгованого ДРВ, аналізуючи вихідний сигнал будь-якої з антен. Внаслідок непарності пеленгаційної характеристики та лінійності її центральної частини в разі навіть незначного відхилення рівносигнального напрямку від напрямку на ДРВ полярність напруги буде відповідати знаку відхилення, а її рівень - значенню відхилення [3].

Перевага способу - більші інструментальна точність і чутливість, ніж у пеленгаторів, які працюють за мінімальним значенням сигналу. Рівносигнальний спосіб забезпечує точність пеленгування [3]

$$\Delta\alpha \approx 0,05\varphi_0$$

(1.6)

До загальних недоліків радіопеленгаторів із обертовими антенами відносяться: вузький робочий частотний діапазон (коефіцієнт перекриття, як правило, не більший 10), тривалий час реакції (визначається часом оберту антени), складний механічний привід АС, низька швидкість огляду, крім цього ці пеленгатори неефективні у разі пеленгування короткочасних сигналів, тривалість яких менша періоду обертання антени [4].

Незважаючи на відмічені недоліки амплітудні способи досі застосовуються, оскільки використання інших часто вимагає суттєвих фінансових затрат і призводить до значних габаритних розмірів і маси пеленгаторів. Особливо ефективні амплітудні способи пеленгування в діапазоні НВЧ, тому застосовуються в переносних портативних радіопеленгаторах. Причому найчастіше застосовується спосіб пеленгування за максимальним значенням сигналу, незважаючи на те, що він має найменшу точність пеленгування, оскільки за цим способом можна одночасно з пеленгуванням ДРВ прослуховувати його сигнал.

Нині досить поширені амплітудні радіопеленгатори з використанням слабонаправлених антен. АС таких пеленгаторів складається з розміщених по колу певної кількості антенних елементів (наприклад, восьми), кожен з яких має ДН, зображену на рис. 1.5. У процесі роботи антенний комутатор (АК) послідовно підключає виходи антенних елементів до входу РПП із частотою комутації F_k . Амплітуда вихідного сигналу РПП фіксується пристроєм оброблення даних і визначення пеленга [4].

Для отримання відліку пеленга застосовуються такі методи оброблення результатів:

- виділення з отриманих відліків першої гармоніки f_1 і порівняння її фази з фазою частоти комутації F_k ;
- обчислення координати "центра ваги" ДН за отриманими відліками;
- порівняння дискретних відліків ДН з еталонними для даної частоти й визначення максимуму за методом найменших квадратів.

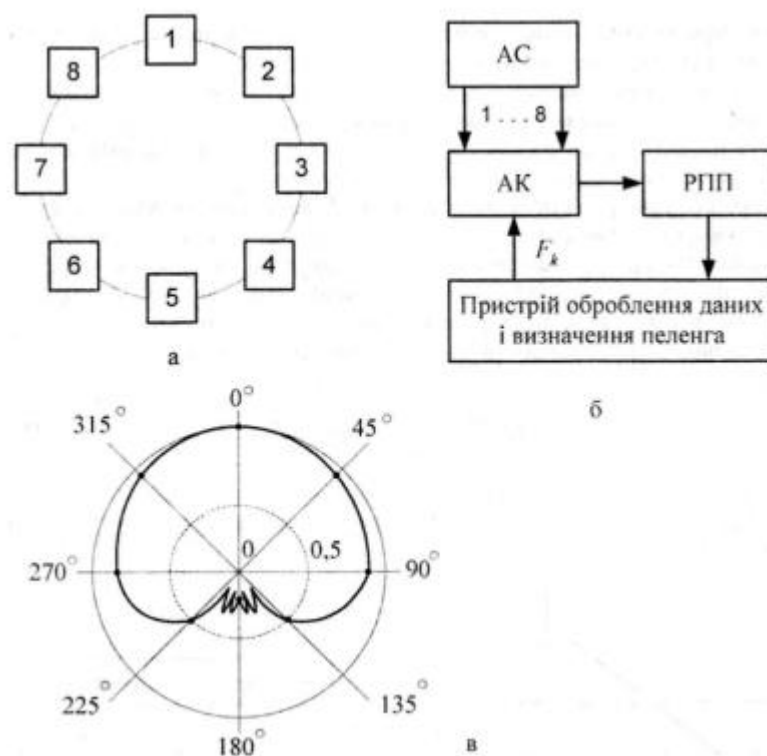


Рис. 1.5. Амплітудний радіопеленгатор із перемиканням елементів АС: а - приклад розміщення елементів АС; б - структурна схема радіопеленгатора; в -

типова ДН окремого антенного елемента

З наведених методів найефективніший, за відповідної реалізації, метод еталонів, найпростіший - перший варіант, достатньо ефективний та простий - за "центром ваги".

В якості антенних елементів можуть використовуватися пари рамок, пари фазованих вібраторів, положення щілин у стінках хвилеводу щілинної антени тощо. Зрозуміло, що чим більша кількість антенних елементів, тим меншою може бути ширина ДН, щоправда, цей параметр визначається також габаритними розмірами АС, значенням нижньої частоти сигналу та типом антенних елементів [5].

Основні переваги таких радіопеленгаторів - це простота реалізації та достатня швидкодія.

Основні недоліки:

- жорсткі вимоги до ідентичності антенних елементів, що суттєво впливає на точність пеленгування;
- слабка спрямованість ДН і, як наслідок, поганий захист від когерентної радіозавади та завади в сумісному каналі [5].

Радіопеленгатори такого типу досить часто встановлюють на автотранспортних засобах для роботи у верхній частині діапазону УКХ. Амплітудні радіопеленгатори типу Едкок (Н-Едкок) базуються на двох рознесених на відстань не більшу половини довжини хвилі пеленгаторних парах НЕдкок - вертикальних і протифазно включених вібраторах. Вертикально поляризований сигнал, який приходить з напрямку α , наводить у кожній такій парі електрорушійну силу E , пропорційну $\sin \alpha$. В разі використання двох пеленгаторних пар, розміщених під кутом не більше 90° , напрямок на ДРВ визначається співвідношенням

$$\alpha = \arctg \frac{\sin \alpha}{\cos \alpha}, \quad \text{причому} \quad \frac{\sin \alpha}{\cos \alpha} \approx \frac{E_1}{E_2},$$

(1.7)

де E_1 , E_2 - амплітуди електрорушійної сили відповідних пеленгаторних пар.

Принцип побудови двоканального амплітудного радіопеленгатора типу Н-Еджок наведений на рис. 1.6.

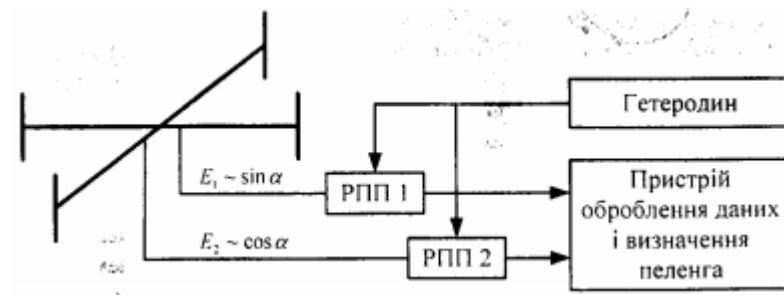


Рис. 1.6. Принцип побудови двоканального амплітудного радіопеленгатора типу Н-Еджок

В радіопеленгаторі використовується двоканальний РПП із спільним гетеродином, причому радіоприймальні тракти приймача повинні мати ідентичні комплексні коефіцієнти передавання та фазові зсуви. В разі зміни кута приходу сигналу на 180° фази сигналів E_1 і E_2 змінюються на 90° , що використовується для визначення напрямку на ДРВ, наприклад, шляхом застосування ненаправленої антени та її почергового підключення до одного з радіоприймальних каналів з подальшим обробленням результатів вимірювання, визначенням пеленга та його індикації [5].

Основні переваги радіопеленгаторів типу Н-Еджок:

- простота реалізації АС;
- достатня швидкодія;
- можливість підвищення точності пеленгування шляхом збільшення кількості пеленгаторних пар.

Основні недоліки:

- необхідність ретельного вирівнювання комплексних коефіцієнтів

передавання та фазових зсувів радіоприймальних трактів;

- відсутність селективності за азимутом і відповідно захищеності від дії когерентних завад і завад у сумісному каналі;
- наявність похибок унаслідок не ідентичності пеленгаторних пар.

Амплітудні радіопеленгатори з формуванням вузької ДН і механічним обертанням антени застосовуються в основному на частотах понад 200 МГц. В якості антени в них найчастіше використовують антенні решітки або антени з досить вузьким робочим діапазоном частот. Загальний принцип побудови амплітудного радіопеленгатора з механічним обертанням антени наведений на рис. 1.7.



Рис. 1.7. Принцип побудови амплітудного радіопеленгатора з механічним обертанням антени

Переваги:

- простота конструкції;
- стійкість до когерентної радіозавади та завади в сумісному каналі.

Недоліки:

- значні габаритні розміри в нижній частині діапазону УКХ;
- обмеження в швидкодії та можливості приймання сигналів на частотах понад (400 - 600) МГц унаслідок механічного обертання антени.

Цей метод пеленгування нині часто застосовується в переносних радіопеленгаторах, які конструктивно реалізуються, здебільшого, на базі малогабаритного РПП із наведеною антеною та індикатора рівня сигналу, розміщених на спеціальній рукоятці (тримачеві). Оператор пеленгатора,

тримаючи рукоятку в руці, повертає антену і визначає напрямок приходу радіохвилі за максимальним чи мінімальним рівнем сигналу індикатора. Крім цього, під час пеленгування (за можливості) може проводитися слуховий контроль наявності сигналу передавача. Незважаючи на низьку точність пеленгування, такий радіопеленгатор досить поширений, оскільки допомагає уточнити місцезнаходження контрольованого ДРВ за складних умов роботи (вузькі вулиці міста, висока щільність забудови тощо), у важко доступних місцях, наприклад, на дахах будівель, і на пересіченій місцевості [1].

Типовим прикладом таких пеленгаторів може бути портативний радіопеленгатор НП-4/1,3 виробництва ТОВ "Адалін" м. Севастополь, до складу якого входять РПП IC-R10, три змінні антенні модулі з ДН у виді кардіоїди з діапазонами робочих частот від 1 МГц до 150 МГц, від 150 МГц до 500 МГц і від 500 МГц до 1300 МГц, кожен із яких може бути установлений у тримач, і головні телефони. Рівень вхідного сигналу регулюється за допомогою ступінчастого атенюатора, розміщеного на тримачеві, у межах від 0 дБ до 40 дБ із кроком 4 дБ [2].

Амплітудні радіопеленгатори з формуванням вузької ДН і комутацією електронної решітки системи Вульенвебера (Wullenweber) - це системи з вимірюванням амплітуди в одиночному каналі та електронним скануванням ДН АС. Зазвичай ці системи використовують дуже велику кількість антенних елементів (вібраторів), зібраних у кільцеву решітку. Одночасне комбінування певних груп антенних елементів і застосування ліній затримки для вирівнювання фаз сигналу дозволяє установити ДН АС у потрібному напрямку. При цьому в процесі пеленгування вимірюються сигнали не з одного, а одночасно з кількох суміжних антенних елементів [2].

Застосовуються також радіопеленгаторні системи з широкою апертурою, що використовують великі антенні решітки, зібрані в концентричні колові секції, які в свою чергу з'єднуються таким чином, щоб сформувати керовану ДН АС (вузький промінь під час синфазного підсумовування каналів і відсутність

приймання під час протифазного підсумовування каналів). Часто в центрі секцій для підвищення ефективності пеленгування встановлюють циліндричний рефлектор. Радіопеленгатори системи Вулленвебера мають високу вартість і традиційно використовуються в діапазоні ВЧ на стаціонарних РКП.

У процесі сканування АС пеленг визначається кутом, що відповідає мінімальному або максимальному значенню рівня сигналу (в залежності від типу антени).

Переваги:

- вузька ДН і відповідно висока стійкість до впливу когерентних радіозавад і завад у сумісному каналі;
- висока швидкодія;
- висока чутливість за рахунок формування вузької ДН.

Недоліки:

- складність конструкції;
- обмежена швидкодія в разі роботи зі сигналами тривалістю не більше одиниць мікросекунд.

1.1.2 Фазові методи і способи моноімпульсного вимірювання відносного пеленгу джерел радіовипромінювання

Фазовий спосіб пеленгування базується на використанні залежності різниці фаз сигналів, які приймаються двома однаковими антенами (A_1 і A_2 на рис. 1.8), що рознесені в просторі на деяку відстань (базу) d . У загальному випадку фронт електромагнітної хвилі, що приходить під деяким кутом до базової лінії між двома антенами, досягає однієї з антен раніше. Часова затримка приходу хвилі між антенами дозволяє отримати різницю фаз між вихідними напругами цих антен $u_1(t)$ і $u_2(t)$, яка на несучій частоті ω_0 для пеленга α визначається виразом [1]

$$\Delta\varphi = \omega_0 \Delta t = \frac{\omega_0 d}{c} \sin \alpha, \quad (1.8)$$

де Δt - час затримки надходження сигналів на рознесені антени;

c - швидкість поширення електромагнітних хвиль у вакуумі ($c = 3 \times 10^8$ м/с). Звідки можна визначити значення пеленга на ДРВ:

$$\alpha = \arcsin \frac{c \Delta \varphi}{\omega_0 d}. \quad (1.9)$$

З виразу (1.9) випливає, що для визначення пеленга на ДРВ потрібно виміряти частоту ω_0 прийнятих сигналів і різницю фаз $\Delta\varphi$ цих сигналів у рознесених точках приймання. Але частоту можна й не виміряти у випадку, якщо пеленгатор має здатність обертати базову лінію АС, оскільки у випадку, якщо базова лінія знаходиться на нормалі до напрямку надходження хвилі від ДРВ (дотична до фронту падаючої хвилі), то $\sin \alpha = \Delta\varphi = 0$ незалежно від частоти сигналу [1].

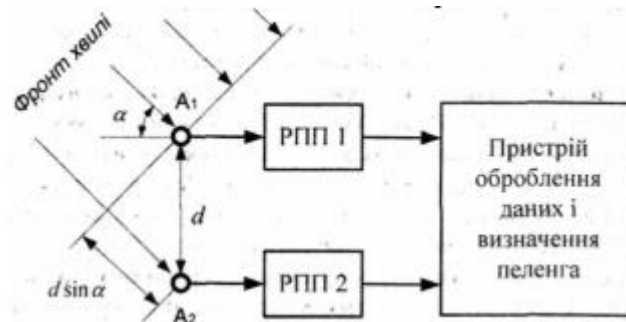


Рис. 1.8. Принцип фазового способу пеленгування

Якщо використовувати лише дві антени, то це може привести до неоднозначного визначення напрямку на ДРВ, оскільки така ж сама фазова затримка на виходах антен може бути отримана від сигналу, що надходить з протилежного напрямку. Для виключення цієї неоднозначності використовується друга пара антен, базова лінія якої розміщена перпендикулярно до базової лінії першої пари антен. Порівнюючи відносні фази на виходах цих пар антен можна визначити істинний напрямок приходу хвилі. Крім цього для виключення неоднозначності відліку пеленга використовують АС з декількома відмінними за розмірами базами [3].

Класичні фазові радіопеленгатори використовують механічний коловий

рух вертикального вібратора і порівняння фази сигналу на ньому з фазою сигналу, що приходить на нерухомий вібратор, розміщений у центрі кола. Максимальне значення різниці фаз відповідає напрямку приходу сигналу.

В сучасних радіопеленгаторах замість механічного колового руху вертикального вібратора застосовують дискретне перемикання розташованих кільцем антенних елементів. Крім зазначеної АС до складу радіопеленгатора такого типу входять двоканальний РПП із спільним гетеродином, обмежувач амплітуди сигналу (для виключення впливу амплітудної модуляції), суматор сигналів з обох РПП, фазовий детектор і пристрій оброблення даних та індикації пеленга [3].

Переваги:

- простота АС;
- досить простий алгоритм оброблення сигналів у процесі отримання відліку пеленга;
- відсутність впливу наявної амплітудної модуляції.

Основний недолік - низька стійкість до впливу когерентних радіозавад і завад у сумісному каналі внаслідок застосування ненаправлених антен.

Доплерівські радіопеленгатори базуються на використанні викликаного ефектом Доплера фазової модуляції, яка виникає під час колового руху приймальної антени. Суть ефекту Доплера полягає в тому, що відносне (взаємне) переміщення приймача і передавача призводить до зміни фази (а отже, і частоти) коливань, що приймаються, в результаті чого їхня частота стає відмінною від частоти випромінених коливань [4].

Якщо ненаправлена в горизонтальній площині приймальна антена (наприклад, вертикальний вібратор) обертається колом з кутовою частотою Q у полі, створеному віддаленим передавачем електромагнітних коливань з частотою ω_0 , то зумовлений рухом антени приріст фази електрорушійної сили, що в ній наводиться, від'ємний у проміжки часу, коли антена віддаляється від ДРВ, або додатній, коли антена наближається до ДРВ, і дорівнює нулю в моменти, коли напрямок руху антени перпендикулярний напрямку поширення

хвилі (рис. 1.9). Причому, в першому випадку проекція вектора швидкості руху антени на лінію АО збігається з напрямком поширення радіохвилі.



Рис. 1.9. Процес зміни фази коливань у радіопеленгаторі з використанням ефекту Доплера

Якщо фазу електрорушійної сили, що наводиться в антені, розміщеній у центрі кола (точка О), прийняти за початкову і рівну

$$\varphi_0 = \omega t \quad ,$$

(1.10)

то для антени, що рухається колом із радіусом R, миттєве значення фази наведеної електрорушійної сили буде відрізнятися від φ_0 , на значення

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} R \cos(\Omega t - \alpha),$$

(1.11)

де α - азимут на ДРВ;

Ωt - довжина хвилі електромагнітних коливань;

Ωt - поточне значення пеленга обертової антени радіопеленгатора.

При цьому миттєве значення електрорушійної сили в антені дорівнює

$$e = E \sin[\omega t + \frac{2\pi}{\lambda} R \cos(\Omega t - \alpha),$$

(1.12)

тобто електрорушійна сила в антені радіопеленгатора модульована за фазою частотою Ω , причому фаза модульованого коливання відповідає азимуту на ДРВ, який пеленгується [4].

Максимальне значення відхилення фази (відносно φ_0), яке відбувається

під час обертання антени, характеризується індексом фазової модуляції

$$M = \frac{2\pi}{\lambda} R$$

(1.13)

Якщо прийняті коливання підсилити і подати на фазовий детектор, то для малих значень відношення R/λ на виході детектора можна отримати коливання модулюючої частоти Ω , фаза яких відповідає азимуту α на ДРВ, який пеленгується, тобто

$$u_c = U_c \cos(\Omega t - \alpha).$$

(1.14)

Таким чином, у процесі руху антени радіопеленгатора відносно ДРВ, сигнали якого пеленгуються, виникає доплерівський зсув частоти, при цьому антена, що рухається колом, приймає сигнали ДРВ із доплерівським зсувом частоти пропорційним куту приходу сигналу та швидкості її обертання. Пеленг сигналу визначається дотичною до кола, яке під час руху описує антена, в точці максимального доплерівського зсуву. В разі використання прямого доплерівського методу на частотах до діапазону УВЧ швидкість обертання антени зазвичай не має значення, тому був розроблений метод електронного перемикання великої кількості антенних елементів нерухомої кругової антенної решітки для імітації колового обертання антени, відомий під назвою квазидоплерівського [4].

Квазидоплерівські радіопеленгатори використовують нерухомі, розміщені колом, антенні елементи (зазвичай вібратори) з їхньою почерговою попарною комутацією і протифазним підсумовуванням сигналів. Практично - це фазові радіопеленгатори, в яких антенні пари (наприклад, Н-Едкок) перемикаються з певною частотою таким чином, що імітується їхнє обертання з частотою ω . Далі результуючі сигнали антенних пар приймаються РПП, обмежуються, обробляються частотним детектором (ЧД), а потім фаза отриманого коливання порівнюється з фазою частоти обертання і визначається пеленг на ДРВ. Структурна схема такого радіопеленгатора наведена нарис. 1.10.

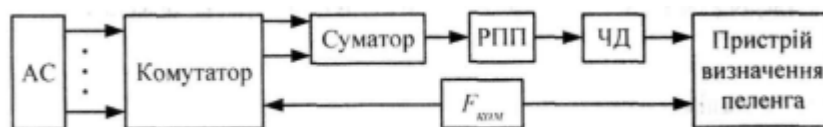


Рис. 1.10. Структурна схема квазідоплерівського радіопеленгатора

Переваги:

- простота реалізації АС і конструкції самого радіопеленгатора;
- стійкість до впливу наявної амплітудної модуляції.

Недолік спільний для всіх фазових радіопеленгаторів, а саме - низька стійкість до впливу когерентних радіозавад і завад у сумісному каналі.

Квазідоплерівські радіопеленгатори досить поширені і придатні для стаціонарних і рухомих застосувань. З метою забезпечення якомога ширшого охоплення спектра сигналу в них часто використовують активні антени та антенні елементи невеликих розмірів, що дозволяє зменшити габаритні розміри радіопеленгаторів і застосовувати їх в якості переносних.

Сучасні доплерівські пеленгатори працюють у діапазоні частот від 20 МГц до 2 ГГц і забезпечують при цьому точність пеленгування не гірше 2° , яка визначається як рівнем потужності сигналу ДРВ, так і базою пеленгатора R (точніше, значенням $2R/\lambda$) [4].

1.1.3 Комбіновані методи і способи моноімпульсного вимірювання відносного пеленгу джерел радіовипромінювання

Принцип дії фазового інтерферометричного радіопеленгатора ґрунтується на використанні двох радіоприймальних каналів із спільним гетеродином, до яких підключені дві незалежні АС - ненаправлена опорна та АС, яка часто може бути виконана у вигляді антенної решітки з коловим розміщенням антенних елементів, які послідовно підключаються до одного з радіоприймальних каналів, і порівнянні фази сигналу цієї АС із фазою сигналу опорної АС (рис. 1.11). У пристрої оброблення даних і визначення пеленга проводиться аналого-цифрове перетворення результатів вимірювання двох прийнятих сигналів, оцінювання їхньої фазової затримки та визначення за рівнем цієї затримки кута приходу сигналу. Пеленгування ДРВ амплітудно-фазовим інтерферометричним

радіопеленгатором проводиться шляхом вимірювання методом кореляційної інтерферометрії комплексних напруг сигналів (амплітуди і фази) для кожної антени одночасно, подальшого оброблення вимірів та оцінювання лінії пеленга. Як і фазовий метод, метод кореляційної інтерферометри базується на вимірюванні різниці часу приходу електромагнітної хвилі до двох рознесених антен. Але на відміну від фазового методу тут різниця часу приходу радіохвилі визначається не шляхом вимірювання співвідношення фаз сигналів, прийнятих обома антенами, а шляхом вимірювання значень функції взаємної кореляції сигналів цих антен [1].

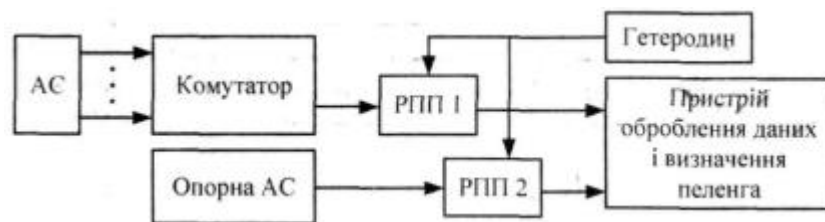


Рис. 1.11. Структурна схема фазового інтерферометричного радіопеленгатора

Функція взаємної кореляції, що характеризує ступінь статистичного взаємозв'язку (ступінь імовірності) між прийнятими сигналами, визначається за допомогою корелятора, основними складниками якого є помножувач миттєвих значень напруги двох сигналів та, підключений до його виходу, інтегратор, який усереднює отримане значення напруги [1].

Якщо між вхідними сигналами корелятора існує повний статистичний зв'язок, то в процесі зміни миттєвих значень напруги обох сигналів їхня полярність буде співпадати, в результаті чого вихідна напруга інтегратора буде максимальною. Якщо функція взаємної кореляції дорівнює нулю (тобто статистичний зв'язок між сигналами відсутній), то з однаковою ймовірністю миттєві значення напруги обох сигналів будуть мати або однакові, або протилежні знаки. Унаслідок цього миттєві значення напруги на виході пристрою множення будуть з однаковою ймовірністю додатними або від'ємними, тому усереднена інтегратором за певний проміжок часу вихідна напруга буде близькою до нуля.

Найпростіший кореляційний радіопеленгатор складається з рознесених на

певну відстань (базу) d антен A_1 і A_2 , двоканального РПП зі спільним гетеродином, лінії затримки, час затримки якої можна регулювати, корелятора та пристрою оброблення даних і визначення пеленга (рис. 1.12). Сигнали з виходів обох РПП поступають на входи корелятора, причому, один - безпосередньо, а другий - через лінію затримки. Пеленгування проводиться за максимумом напруги на виході корелятора, який виникає тоді, коли взаємна кореляція між вихідними напругами РПП 1 і РПП 2 максимальна, наприклад, у випадку коли лінія A_1 і A_2 антенної бази d перпендикулярна напрямку на ДРВ, що пеленгується, і його сигнали досягають обох антен одночасно [1].

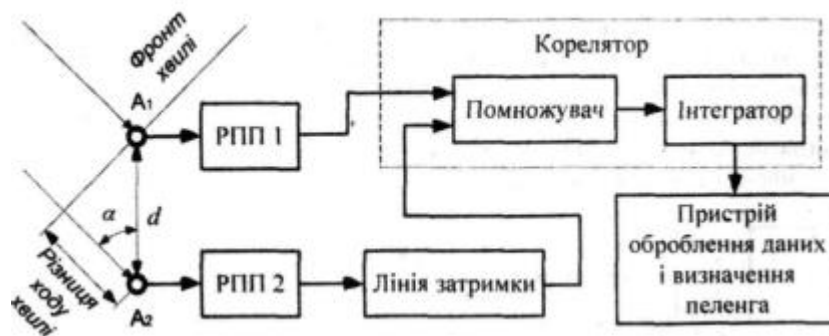


Рис. 1.12. Структурна схема кореляційного радіопеленгатора

Якщо лінія антенної бази не перпендикулярна до напрямку на ДРВ, то вихідний сигнал корелятора буде максимальним тоді, коли різниця Δt часу поширення сигналів від ДРВ до обох антен компенсується часом лінії затримки. Таким чином, за числовим значенням часу Δt , яке можна визначити за максимальним рівнем напруги на виході корелятора шляхом регулювання вручну або автоматично часу лінії затримки, можна обчислити кут α між напрямком на ДРВ і напрямком антенної бази d із виразу

$$\cos \alpha = \frac{c \Delta t}{d}, \quad (1.15)$$

де c - швидкість поширення електромагнітних хвиль у вакуумі.

Статистичний зв'язок між власними шумами обох РПП відсутній, тому рівень напруги шумів на виході корелятора наближається до нуля, що, в свою чергу, визначає високу чутливість кореляційного радіопеленгатора. Суттєвого

підвищення чутливості й точності пеленгування можна досягнути шляхом збільшення антенного рознесення d , що практично можна реалізувати лише зі стаціонарними антенами [3].

Кореляційні інтерферометри нині найперспективніші серед радіопеленгаторних систем, що зумовлено їхніми такими суттєвими перевагами [2]:

- якісне пеленгування практично будь-яких видів радіосигналів, у тому числі, широкосмугових зі складними видами модуляції;
- можливість оброблення та розрізнення одночасно двох або декількох сигналів в одному частотному каналі, причому як когерентних (у процесі приймання багатопроменевого випромінювання одного й того ж ДРВ), так і некогерентних (у процесі приймання радіосигналів від декількох ДРВ, спектри яких перекриваються);
- наявність ефективних методів зменшення інструментальних похибок, зумовлених взаємним впливом антенних елементів і місцевих умов, які можуть враховуватися для будь-яких типів антенних решіток;
- відсутність обмежень на конфігурацію антенних решіток АС радіопеленгатора, що дозволяє застосовувати складні решітки з широкою зоною однозначного пеленгування і високою розрізнявальною здатністю як у горизонтальній, так і у вертикальній площинах;
- більша, ніж у фазових радіопеленгаторів, стійкість до впливу когерентних радіозавад і завад у сумісному каналі.

Крім перерахованих переваг, кореляційні інтерферометри допускають поширене застосування методів цифрового оброблення сигналів на всіх стадіях визначення пеленга.

Основні недоліки інтерферометрів:

- складність реалізації, що викликана двоканалним прийманням сигналів, внаслідок чого виникає необхідність конструювання спеціальних широкосмугових двоканалних РПП або дороблення

існуючих;

- необхідність забезпечення в радіоприймальних каналах РПП якомога більшої ідентичності комплексних коефіцієнтів передавання;
- неповний, порівняно з амплітудними радіопеленгаторами з вузькою ДН. захист від когерентних радіозавад і завад у сумісному каналі (деякі варіанти інтерферометричних радіопеленгаторів, наприклад, фазові, захисту від такого різновиду завад не мають).

Кожен метод пеленгування має свої слабкі та сильні сторони. Найпростіші методи можуть бути недостатньо точними чи мати проблеми внаслідок поляризаційних похибок, але вони прийнятні для застосування в деяких рухомих службах або за необхідності мінімальних матеріальних затрат. Найпередовіші методи, що базуються на застосуванні ПЕОМ, можуть забезпечити виключно точні результати, а також мобільність. Крім цього, виробники радіопеленгаторних систем нині можуть запропонувати найрізноманітніші технічні рішення в залежності від конкретних цілей радіопеленгації [2].

1.2. Фазометричний метод моноімпульсного вимірювання відносного пеленгу джерел радіовипромінювання, як прототип для синтезу пристрою його реалізації

На основі виразу [9].

$$\begin{aligned} \nu(\omega_i, \beta) = \ln L^\nabla[\omega_i, \beta | x_1(t), x_2(t)] \approx & -\varepsilon^2 \{ \nu(\omega_i, \beta) - \\ & - (\xi_\nabla^2[x_1(t), x_2(t), \omega_i, \beta] + \eta_\nabla^2[x_1(t), x_2(t), \omega_i, \beta])^{\frac{1}{2}} \}, \end{aligned} \quad (1.16)$$

який є відображенням функціоналу правдоподібності для процесу обробки сигналів у простому моноімпульсному пеленгаторі (рис.2.1)

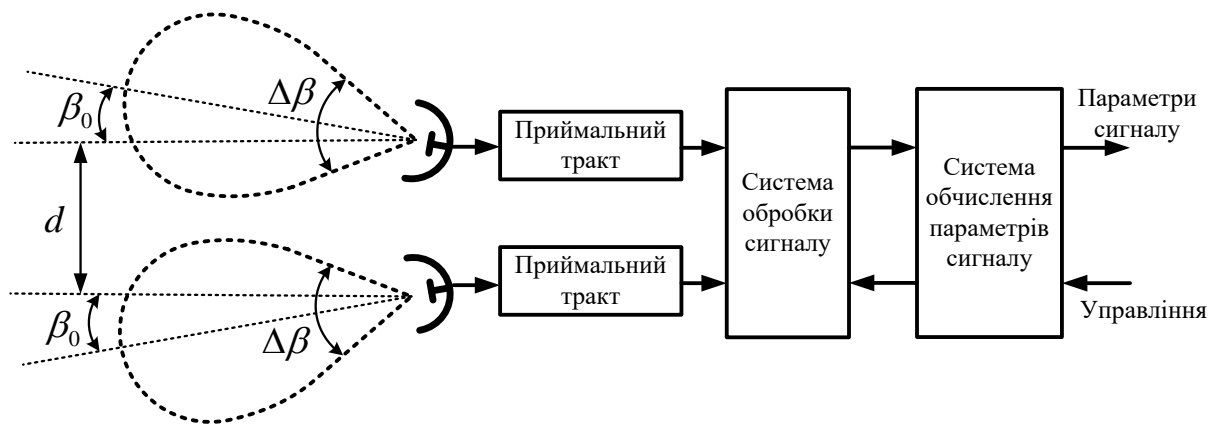


Рис. 1.13 Загальна структурна схема двоканального пеленгатора

шляхом його рішення можна отримати алгоритми оцінювання параметрів, але прямі оцінки параметрів будуть неоднозначними, а практична реалізація алгоритмів буде складною. Це пояснюється тим, що параметр β входить до виразу (1.16) піднесеним до 2, 3 та 4 степені і є аргументом тригонометричних функцій, а параметр d входить до аргументу тригонометричних функцій. При цьому для достатньо широкої (у сотні МГц) смуги пропускання пеленгатора період спостереження має становити одиниці й долі наносекунди, що може значно ускладнити його практичну реалізацію [6].

Отримання алгоритмів оцінки параметрів відносного пеленгу β для моноімпульсного пеленгатора може досягатись прямим рішенням функціоналу правдоподібності. Але ці оцінки є неоднозначними, тому що входять до аргументів тригонометричних функцій кінцевого виразу логарифму функціоналу правдоподібності (1.16).

Відсутність точного аналітичного рішення узагальненого функціоналу правдоподібності обумовлює необхідність суттєвого спрощення початкових умов аналізу та переходу від складних розрахунків до розгляду статистичних моделей і математичного моделювання процедури визначення відносного пеленгу на ДРВП з одночасним вимірюванням миттєвої частоти сигналу [6].

Для побудови математичної моделі розглянемо частковий випадок використання фазового методу пеленгування, коли ДН елементів антенної системи повністю співпадають у просторі, а їх фазові центри рознесені на базу

d. Крім того прийнемо, що несуча частота вхідного сигналу буде оцінюватись окремо за допомогою спеціально розробленого моноімпульсного вимірювача частоти. При визначенні та отриманні незміщених і ефективних оцінок відносного пеленгу уточнені початкові умови моделювання будуть такими:

- миттєва смуга робочих частот або смуга пропускання пеленгатора значно більше ширини спектру сигналів ДРВП;
- множина сигналів обмежена послідовностями простих радіоімпульсів прямокутної форми з невідомими амплітудою, тривалістю, миттєвою несучою частотою і часом надходження;
- ймовірність одночасного прийому двох або більше сигналів незначна і статистично не впливає на результати пеленгування;
- процес пеленгування обмежується вимірюванням тільки азимуту на ДРВП, а значення миттєвої несучої частоти, необхідне для обчислення пеленгу, здійснюється окремим вимірювачем частоти.

У частковому випадку фазового методу пеленгування, коли діаграми направленості (ДН) парціальних антен співпадають у просторі: $F_1(\beta) = F_2(\beta) = F(\beta)$, їх фазові центри рознесені на базу d , а миттєва несуча частота прийнятого сигналу оцінюється спеціальним вимірювачем частоти, функціонал правдоподібності (1.16) матиме вигляд[9]:

$$v(S, \omega_s, \beta) = -\varepsilon^2 \{ S^2 v_1(\omega_s, \beta) - S(\xi_1^2[x_1(t), x_2(t), \omega_s, \beta] + \eta_1^2[x_1(t), x_2(t), \omega_s, \beta])^{\frac{1}{2}} \}. \quad (1.17)$$

На підставі (1.17) складемо рівняння правдоподібності за параметром β :

$$\begin{aligned} \frac{\partial v(S, \beta)}{\partial \beta} &= \xi_1[x_1(t), x_2(t), \omega_s, \beta] \frac{\partial}{\partial \beta} \cdot \xi_1[x_1(t), x_2(t), \omega_s, \beta] + \\ &+ \eta_1[x_1(t), x_2(t), \omega_s, \beta] \frac{\partial}{\partial \beta} \cdot \eta_1[x_1(t), x_2(t), \omega_s, \beta] = 0 \end{aligned} \quad (1.18)$$

Похідні рівняння (1.17) визначаються такими співвідношеннями:

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \beta} \xi_1[x_1(t), x_2(t), \omega_s, \beta] = & -(-\Sigma_C - k_1 \Sigma_C^0 + k_2 \Sigma_s^0) \sin\left(\frac{\pi d}{\lambda_s} \sin \beta\right) + \\ & + (\Delta_s + k_1 \Delta_C^0 + k_2 \Delta_s^0) \cos\left(\frac{\pi d}{\lambda_s} \sin \beta\right); \end{aligned} \quad (1.19)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial \beta} \eta_1[x_1(t), x_2(t), \omega_s, \beta] = & -(\Sigma_C + k_1 \Sigma_C^0 + k_2 \Sigma_s^0) \sin\left(\frac{\pi d}{\lambda_s} \sin \beta\right) + \\ & + (\Delta_C + k_1 \Delta_C^0 - k_2 \Delta_s^0) \cos\left(\frac{\pi d}{\lambda_s} \sin \beta\right), \end{aligned}$$

$$\text{де } \Sigma_C, (\Sigma_s) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t [S_1(t) + S_2(t)] \cos(\sin) \times \omega_s t dt + \frac{1}{T} \int_{t-T}^t [n_1(t) + n_2(t)] \cos(\sin) \omega_0 t dt ;$$

$$\Delta_C (\Delta_s) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t [S_1(t) - S_2(t)] \cos(\sin) \omega_s t dt + \frac{1}{T} \int_{t-T}^t [n_1(t) - n_2(t)] \cos(\sin) \omega_0 t dt ;$$

$$\Sigma_C^0 (\Sigma_s^0) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t [S_1(t) + S_2(t)] \cos(\sin) \omega_0 t dt + \frac{1}{T} \int_{t-T}^t [n_1(t) + n_2(t)] \cos(\sin) \omega_0 t dt ;$$

$$\Delta_C^0 (\Delta_s^0) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t [S_1(t) - S_2(t)] \cos(\sin) \omega_0 t dt + \frac{1}{T} \int_{t-T}^t [n_1(t) - n_2(t)] \cos(\sin) \omega_0 t dt ;$$

$dt ;$

$$k_1 = \text{sinc} \Delta \omega \frac{T}{2} \cos\left[\Delta \omega \left(t - \frac{T}{2}\right)\right]; \quad k_2 = \text{sinc} \Delta \omega \frac{T}{2} \sin\left[\Delta \omega \left(t - \frac{T}{2}\right)\right].$$

У випадку достатнього значення відношення сигнал/шум, коли внутрішні шуми приймального тракту можна не враховувати, умовна оцінка відносного пеленгу β^* (для відомого параметра ω_s) отримується підстановкою похідних (1.19) у рівняння правдоподібності (1.18) [9]:

$$\begin{aligned} \beta^* = & \arcsin\left(\frac{\lambda_s}{2\pi d} \arctg\left[2\left\{\left(\text{sinc}(\omega_s - \omega_0) \frac{T}{2} [\Sigma_s^0 \sin[(\omega_s - \omega_0)\left(t - \frac{T}{2}\right)] - \right.\right.\right.\right. \\ & \left.\left.\left.\left.- \Sigma_C^0 \cos[(\omega_s - \omega_0)\left(t - \frac{T}{2}\right)] - \Sigma_C\right) (\Delta_s + \text{sinc}(\omega_s - \omega_0) \frac{T}{2} [\Delta_C^0 \sin[(\omega_s - \omega_0)\left(t - \frac{T}{2}\right)] - \right.\right.\right.\right. \\ & \left.\left.\left.\left.- \omega_0\right) \left(t - \frac{T}{2}\right)\right] + \Delta_s^0 \cos[(\omega_s - \omega_0)\left(t - \frac{T}{2}\right)]\right\}\right] + (\Sigma_s + \text{sinc}(\omega_s - \omega_0) \frac{T}{2} [\Sigma_C^0 \end{aligned} \quad (1.20)$$

$$\begin{aligned} & \left. \left. \left. \sin[(\omega_S - \omega_0) \left(t - \frac{T}{2} \right)] + \Sigma_S^0 \cos[(\omega_S - \omega_0) \left(t - \frac{T}{2} \right)] \right] \right] \right) (\Delta_C + \text{sinc}(\omega_S - \omega_0) \frac{T}{2} [\Delta_C^0 \\ & \cos[(\omega_S - \omega_0) \left(t - \frac{T}{2} \right)] - \Delta_S^0 \sin[(\omega_S - \omega_0) \left(t - \frac{T}{2} \right)] \right] \right] \Bigg\} \left\{ (\text{sinc}(\omega_S - \omega_0) \frac{T}{2} [\Sigma_S^0 \right. \\ & \sin[(\omega_S - \omega_0) \left(t - \frac{T}{2} \right)] - \Sigma_C^0 \cos[(\omega_S - \omega_0) \left(t - \frac{T}{2} \right)] - \Sigma_C]^2 - (\Delta_S + \text{sinc}(\omega_S - \\ & \omega_0) \frac{T}{2} [\Delta_C^0 \sin[(\omega_S - \omega_0) \left(t - \frac{T}{2} \right)] + \Delta_S^0 \cos[(\omega_S - \omega_0) \left(t - \frac{T}{2} \right)] \right] \right]^2 + (\Sigma_S + \\ & \text{sinc}(\omega_S - \omega_0) \frac{T}{2} [\Sigma_C^0 \sin[(\omega_S - \omega_0) \left(t - \frac{T}{2} \right)] + \\ & \left. + \Sigma_S^0 \cos[(\omega_S - \omega_0) \left(t - \frac{T}{2} \right)] \right] \right]^2 - (\Delta_C + \text{sinc}(\omega_S - \omega_0) \frac{T}{2} [\Delta_C^0 \cos[(\omega_S - \\ & \omega_0) \left(t - \frac{T}{2} \right)] - \Delta_S^0 \sin[(\omega_S - \omega_0) \left(t - \frac{T}{2} \right)] \right] \right]^2 \Bigg\}^{-1} \Bigg]. \end{aligned}$$

Шляхом формальних перетворень вираз (1.20) приводиться до вигляду:

$$\beta^* = \arcsin \left(\frac{\lambda_s}{2\pi d} \times \arctg \frac{2(\Delta_C \Sigma_s - \Delta_s \Sigma_C)}{(\Sigma_C^2 + \Sigma_s^2) - (\Delta_C^2 + \Delta_s^2)} \right). \quad (1.21)$$

Вираз (1.21) для умовної оцінки відносного пеленгу β^* дійсний, коли несуча частота ω_s прийнятого вузькосмугового сигналу не збігається у загальному випадку із центральною частотою ω_0 приймальних трактів пеленгатора, смуга пропускання яких значно більша ширини спектру сигналу. Умовність цієї оцінки полягає у фіксації миттєвої несучої частоти ω_s , при цьому її вплив на оцінку відносного пеленгу враховується через відповідну довжину хвилі λ_s [7].

Якщо миттєва несуча частота сигналу не вимірюється, а обирається такою, що дорівнює центральній частоті ω_0 приймального тракту, похибку δ_β визначення відносного пеленга, що виникає при відхиленні λ_S від λ_0 , можна

визначити з виразу

$$\delta_\beta = \left| \beta - \arcsin\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_s} \sin \beta\right) \right| \quad (1.22)$$

та побудувати графічні залежності (рис. 1.14), з яких видно, що похибки можуть досягати неприпустимих для РТР значень (одиниць градусів), що обумовлює необхідність обов'язкового оцінювання миттєвої частоти прийнятого сигналу для компенсації цих похибок [8].

Як було зазначено вище, ця умова вважається виконаною, тому замість фіксованої довжини хвилі прийнятого сигналу у виразах для умовної оцінки відносного пеленгу β^* буде використовуватись оцінка довжини хвилі λ_s^* , отримана окремим вимірювачем миттєвої частоти вхідного сигналу.

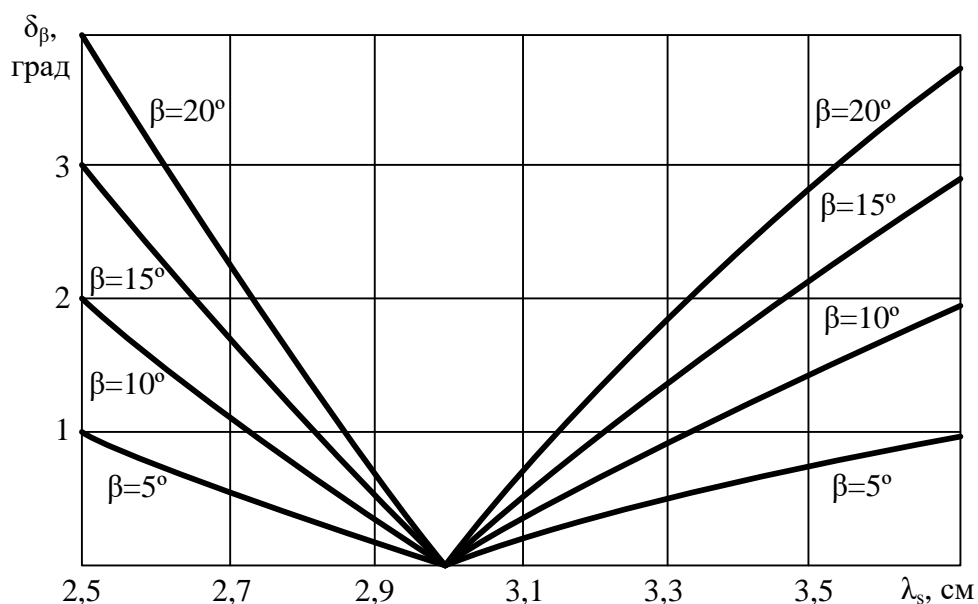


Рис. 1.14. Залежність похибки оцінки відносного пеленгу від довжини хвилі сигналу при $\lambda_0=3\text{см}$

Враховуючи співвідношення (1.22), запишемо умовну оцінку відносного пеленгу:

$$\beta^* = \arcsin \left\{ \frac{\lambda_s^*}{2\pi d} \arctg \left\{ 2 \cdot \left[\left(\int_{t-T}^t [x_1(t) - x_2(t)] \cos \omega_s t dt \int_{t-T}^t [x_1(t) + x_2(t)] \sin \omega_s t dt \right) - \left(\int_{t-T}^t [x_1(t) - x_2(t)] \sin \omega_s t dt \int_{t-T}^t [x_1(t) + x_2(t)] \cos \omega_s t dt \right) \right] \times \left[\left(\int_{t-T}^t [x_1(t) - x_2(t)] \cos \omega_s t dt \right)^2 + \left(\int_{t-T}^t [x_1(t) + x_2(t)] \sin \omega_s t dt \right)^2 - \left(\int_{t-T}^t [x_1(t) - x_2(t)] \cos \omega_s t dt \right)^2 - \left(\int_{t-T}^t [x_1(t) - x_2(t)] \sin \omega_s t dt \right)^2 \right]^{-1} \right\} \right\} \quad (1.23)$$

Після спрощення вираз (1.23) набуває вигляду:

$$\beta^* = \arcsin \left\{ \frac{\lambda_s^*}{2\pi d} \arctg \left\{ 2 \cdot \left[\int_{t-T}^t x_1(t) \cos \omega_s t dt \int_{t-T}^t x_2(t) \sin \omega_s t dt - \int_{t-T}^t x_1(t) \sin \omega_s t dt \int_{t-T}^t x_2(t) \cos \omega_s t dt \right] \times \left[\int_{t-T}^t x_1(t) \cos \omega_s t dt \int_{t-T}^t x_2(t) \cos \omega_s t dt + \int_{t-T}^t x_1(t) \sin \omega_s t dt \int_{t-T}^t x_2(t) \sin \omega_s t dt \right]^{-1} \right\} \right\} \quad (1.24)$$

Отримані оцінки є незміщеними і оптимальними в силу того, що їх математична модель отримана рішенням функції максимальної правдоподібності, а вирази (1.23) і (1.24) є визначальними для подальшого синтезу пеленгаційних каналів і забезпечують оптимальну оцінку відносного пеленгу за критерієм максимальної правдоподібності [7].

Проведемо аналіз результатів оцінювання відносного пеленгу для вузькосмугових сигналів, отриманих за виразами (1.23) і (1.24) з визначенням математичного очікування $E(\beta^*)$ та дисперсії $D(\beta^*)$ оцінок відносного пеленгу [11].

Враховуючи те, що щільність імовірності оцінки β^* , отриманої в результаті складної обробки, у загальному випадку невідома, доцільно використати метод лінеаризації функцій кількох випадкових аргументів.

Прийmemo, що функція $\beta^* = f(x_{iC}, x_{iS})$, $i=1,2$ (1.24) є достатньо гладкою в

області точки математичного очікування $E_i(x_{iC}), E_i(x_{iS})$ реалізації сигналу x_i . Це надає можливість з достатнім ступенем точності апроксимувати її рядом Тейлора. У цьому випадку, обмежуючись тільки лінійними членами розкладу функції $f(x_{iC}, x_{iS})$, а також вважаючи квадратурні величини $x_{1C}, x_{1S}, x_{2C}, x_{2S}$ некорельованими, отримаємо:

$$E(\beta^*) = \arcsin\left(\frac{\lambda_s^*}{2\pi d} \arctg\left[\frac{E(x_{1C})E(x_{2S}) - E(x_{1S})E(x_{2C})}{E(x_{1C})E(x_{2C}) + E(x_{1S})E(x_{2S})}\right]\right), \quad (1.25)$$

де $E(x_{1C}) = \frac{S}{2} \cos(\psi + \varphi); E(x_{1S}) = -\frac{S}{2} \sin(\psi + \varphi);$

$$E(x_{2C}) = \frac{S}{2} \cos(\psi - \varphi); E(x_{2S}) = -\frac{S}{2} \sin(\psi - \varphi).$$

$$E(x_{1C}) = \frac{S}{2} \cos(\varphi + \psi); \quad E(x_{1S}) = -\frac{S}{2} \sin(\varphi + \psi);$$

$$E(x_{2C}) = \frac{S}{2} \cos(-\varphi + \psi); \quad E(x_{2S}) = -\frac{S}{2} \sin(-\varphi + \psi).$$

Підставивши $E(x_{1C}) \dots E(x_{2S})$, отримаємо математичне очікування оцінки β^* у лінійному наближенні:

$$E(\beta^*) = \beta E(\beta^*) = \beta. \quad (1.26)$$

Отже математичне очікування оцінки β^* пеленгу, знайдене тільки за лінійними членами ряду Тейлора функції $f(x_{1C}, x_{1S})$, дорівнює дійсному значенню відносного пеленгу β^* , що свідчить про незміщеність, достовірність та ефективність отриманої оцінки [9].

Дисперсія $D(\beta^*)$ у цьому випадку визначається за виразом:

$$D(\beta^*) = \sum_{i=1}^3 \left(\frac{\partial \beta^*}{\partial x_i} \right)_E^2 \sigma_{KB}^2, \quad (1.27)$$

де $x_1 = x_{1C}; x_2 = x_{1S}; x_3 = x_{2C}; x_4 = x_{2S};$

σ_{KB} - дисперсія шуму у квадратурних каналах пеленгатора;

E – символ математичного очікування величини x_i .

Вирішуючи (1.26) відносно функції

$$f[x_1(t), x_2(t) | S, \omega_s, \beta] = \lim_{\varepsilon^2 \rightarrow \infty} \frac{1}{4\pi^2 \sigma_n^4} \exp\{D\} I_0(\sqrt{p^2 + q^2}),$$

отримаємо:

$$D(\beta^*) = \frac{\lambda_s^2 \sigma_{\text{KB}}^2 [F_1(\beta) + F_2(\beta)]}{\pi^2 d^2 S^2 \cos^2 \beta F_1(\beta) F_2(\beta)}. \quad (1.28)$$

Якщо вважати $F_1(\beta)=F_2(\beta)=F(\beta)=1$, то при відношенні сигнал/шум за потужністю $q^2=S^2/(2\sigma_{\text{ш}}^2)$, де $\sigma_{\text{ш}}^2=2\sigma_{\text{KB}}^2$, вираз (1.28) можна записати у вигляді:

$$D(\beta^*) = \frac{\lambda_s^2}{2\pi^2 d^2 q^2 \cos^2 \beta}. \quad (1.29)$$

Вирази (1.28) і (1.29) для дисперсії оцінки β^* у лінійному наближенні мають більш загальний характер, ніж наведені вище. Узагальнення полягає в тому, що вони забезпечують обчислення дисперсії оцінки β^* не тільки для випадку знаходження джерела випромінювання на рівносигнальному напрямку, але й для інших кутів β [10].

Характер зміни дисперсії оцінки пеленгу $D(\beta^*)$ можна проаналізувати, задаючись фіксованими значеннями параметрів, від яких вона залежить згідно з виразом (1.29).

На рис. 1.15 наведено розраховане сімейство кривих залежності дисперсії оцінки пеленгу від кута надходження радіосигналу для фіксованих значень відношення сигнал/шум за потужністю q^2 , з яких видно, що мінімальні значення дисперсії знаходяться у напрямку нормалі до бази антенної системи пеленгатора і зростають при збільшенні кута надходження радіосигналу [12].

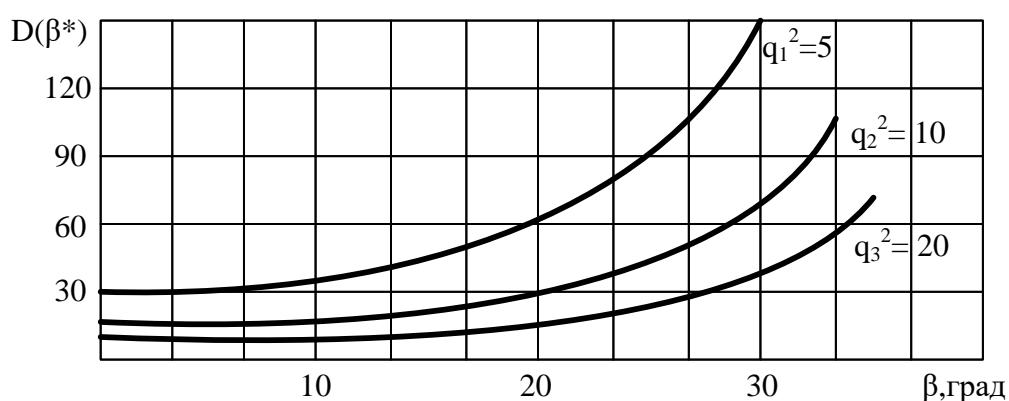


Рис. 1.15. Залежність дисперсії оцінки відносного пеленгу $D(\beta^*)$ від напрямку на ДРВП для різного відношення сигнал/шум

При цьому абсолютна величина дисперсії зворотно пропорційна

відношенню сигнал/шум, що більш наочно показано на графіку залежності $D(\beta^*)$ від q^2 у напрямку нормалі до бази антенної системи (рис 1.16).

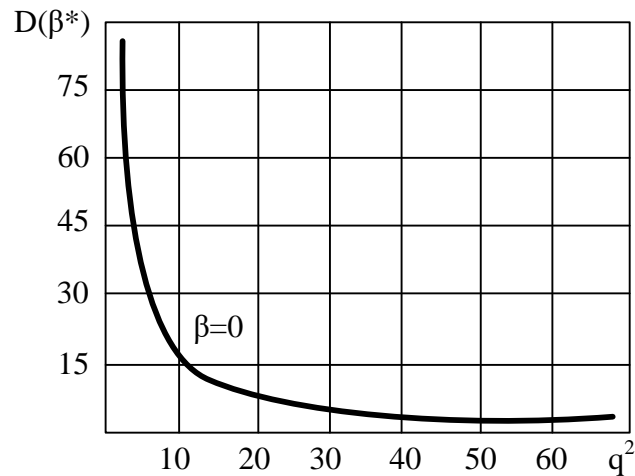


Рис. 1.16. Залежність дисперсії оцінки відносного пеленгу $D(\beta^*)$ від відношення сигнал/шум q^2

Дисперсія оцінки, а отже – точність визначення відносного пеленгу на ДРВП для фазових пеленгаторів також залежить від розмірів відносної бази їх антенної системи d/λ . У напрямку нормалі до фазометричної бази для відношення сигнал/шум $q^2 = 10$ ця залежність має вигляд, наведений на рис. 1.17, і показує, що для підвищення точності пеленгування необхідно збільшувати розміри відносної фазометричної бази пеленгатора.

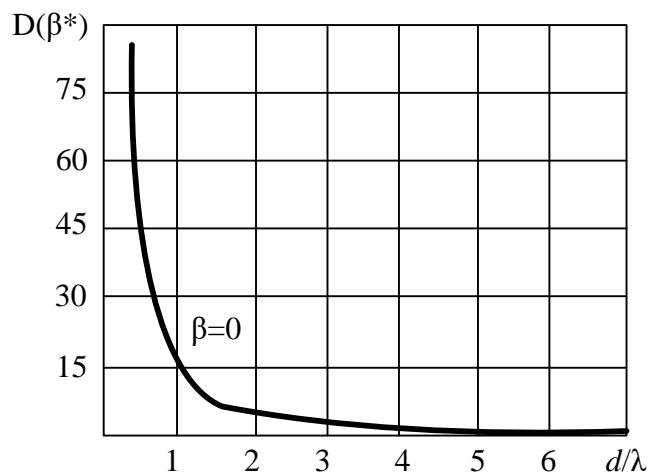


Рис. 1.17. Залежність дисперсії оцінки відносного пеленгу $D(\beta^*)$ від величини відносної фазометричної бази d/λ

Слід звернути увагу, що вирази (1.26) і (1.29) коректні лише для

невеликої, і достатньо лінійної ділянки функції (1.24), що знаходиться навколо нормалі до бази пеленгатора. Збільшити розміри цієї ділянки та уточнити результати, отримані за їх допомогою, можна вивівши розклад функції $\beta = f(x_i)$, $i=3$ в ряд Тейлора, де необхідно врахувати і третій, квадратичний член. У цьому випадку математичне очікування $E(\beta^*)$ та дисперсія $D(\beta^*)$ будуть визначатися такими виразами[9]:

$$E(\beta^*) = [f(x_i)]_E + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^4 \left(\frac{\partial^2 \beta}{\partial x_i^2} \right)_E \sigma_{KB}^2, \quad (1.30)$$

$$D(\beta^*) = \sum_{i=1}^4 \left(\frac{\partial \beta^*}{\partial x_i} \right)_E^2 \sigma_{KB}^2 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^4 \left(\frac{\partial^2 \beta}{\partial x_i^2} \right)_E^2 \sigma_{KB}^4 + \sum_{i < j} \left(\frac{\partial^2 \beta}{\partial x_i \partial x_j} \right)_E^2 \sigma_{KB}^4. \quad (1.31)$$

Використовуючи похідні $\left(\frac{\partial^2 \beta^*}{\partial x_i^2} \right)_E$, запишемо другий доданок правої частини виразу (1.30):

$$\frac{1}{2} \sum_{i=1}^4 \left(\frac{\partial^2 \beta^*}{\partial x_i^2} \right)_E \sigma_{KB}^2 = \frac{2\lambda_s}{\pi d \cos \beta} \frac{\sigma_{KB}^2}{S^2} \left[2 \operatorname{tg} 2\varphi \left(1 - \frac{1}{\cos^3 2\varphi} \right) - \frac{\lambda_s}{2\pi d} \frac{\operatorname{tg} \beta}{\cos \beta} \right]. \quad (1.32)$$

З урахуванням виразів (1.24), (1.30), (1.32) та нелінійного члена розкладу функції $f(x_i)$ у ряд Тейлора математичне очікування оцінки відносного пеленгу можна записати у вигляді

$$E(\beta^*) = \beta + \frac{\lambda_s^2}{2\pi d q^2 \cos \beta} \left[2 \operatorname{tg} 2\varphi \left(1 - \frac{1}{\cos^3 2\varphi} \right) - \frac{\lambda_s}{2\pi d} \frac{\operatorname{tg} \beta}{\cos \beta} \right] \quad (1.33)$$

і побудувати графік залежності математичного очікування $E(\beta^*)$ від кута надходження радіосигналу відносно рівносигнального напрямку (рис. 1.18). На рисунку суцільною лінією показане математичне очікування $E(\beta^*)$ у лінійному наближенні, а пунктирною – з урахуванням нелінійного члена ряду Тейлора.

З графіку видно, що уточнена зазначеним способом залежність $E(\beta^*)$ від величини відносного кута надходження радіосигналу має нелінійний характер, що свідчить про наявність нестабільної систематичної похибки при оцінюванні відносного пеленгу на основі лінійної моделі $E(\beta^*)$, яка зростає по мірі відхилення від рівносигнального напрямку, що підтверджує загальний характер

залежності дисперсії оцінки (рис. 1.15). Це у багатьох практичних випадках є однією з причин застосування моноімпульсних пристроїв лише для індикації точного наведення антени пеленгатора на ДРВП в процесі послідовного пеленгування [6].

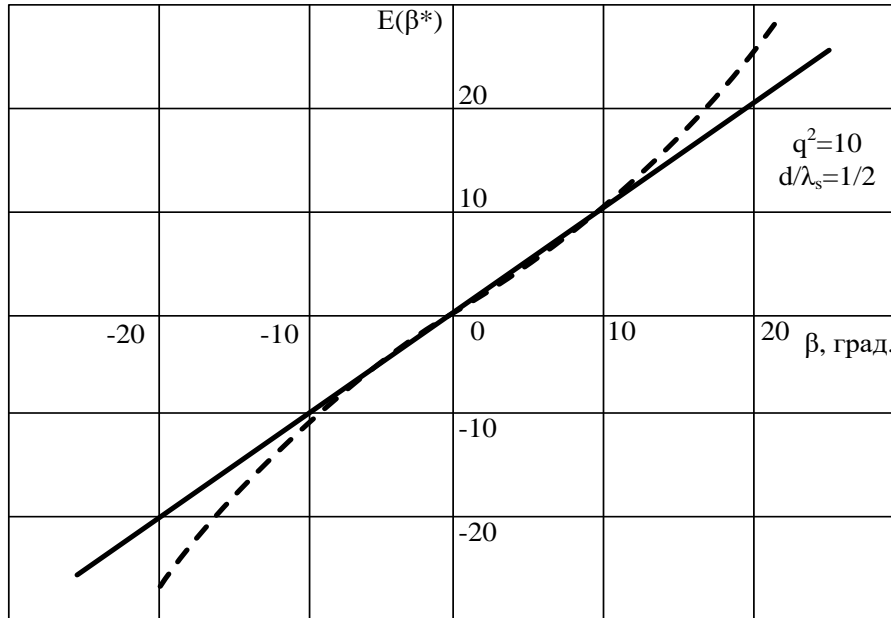


Рис. 1.18. Залежність математичного очікування оцінки відносного пеленгу $E(\beta^*)$ від кута надходження радіосигналу

Дисперсія оцінки відносного пеленгу, з урахуванням нелінійного члена ряду Тейлора, матиме вигляд [8]:

$$D(\beta^*) = \frac{\lambda_s^2}{2\pi^2 d^2 q^2 \cos^2 \beta} \left\{ 1 + \frac{1}{q^2} \left[\frac{\lambda_s}{\pi d} \frac{\text{tg} \beta}{\cos \beta} \left(\frac{\lambda_s}{4\pi d} \frac{\text{tg} \beta}{\cos \beta} + \frac{2 \text{tg} 2\varphi}{\cos^3 2\varphi} - \text{tg} 2\varphi \right) - \frac{\text{tg} \beta \text{tg} 2\varphi}{\cos \beta} + \text{tg}^2 2\varphi \left(\frac{2,25}{\cos^6 2\varphi} - \frac{4}{\cos^3 2\varphi} + 2,25 \right) \right] \right\}. \quad (1.34)$$

Графік залежності дисперсії $D(\beta^*)$ від кута надходження радіосигналу β відносно рівносигнального напрямку, побудований за виразами (1.29, 1.34), наведено на рис. 1.19. Суцільною лінією показано залежність дисперсії у лінійному наближенні, а пунктирною – з урахуванням нелінійного члена ряду Тейлора [11].

Характер отриманих залежностей свідчить, що лінійна модель визначення дисперсії оцінок відносного пеленгу дійсна лише у невеликому секторі навколо рівносигнального напрямку, як і було передбачено раніше. Уточнена за

нелінійною складовою ряду Тейлора залежність дисперсії має більш виражені межі робочої ділянки сектору пеленгування, де похибки пеленгування мінімальні, що у свою чергу може служити індикатором лінійної ділянки пеленгаційної характеристики.

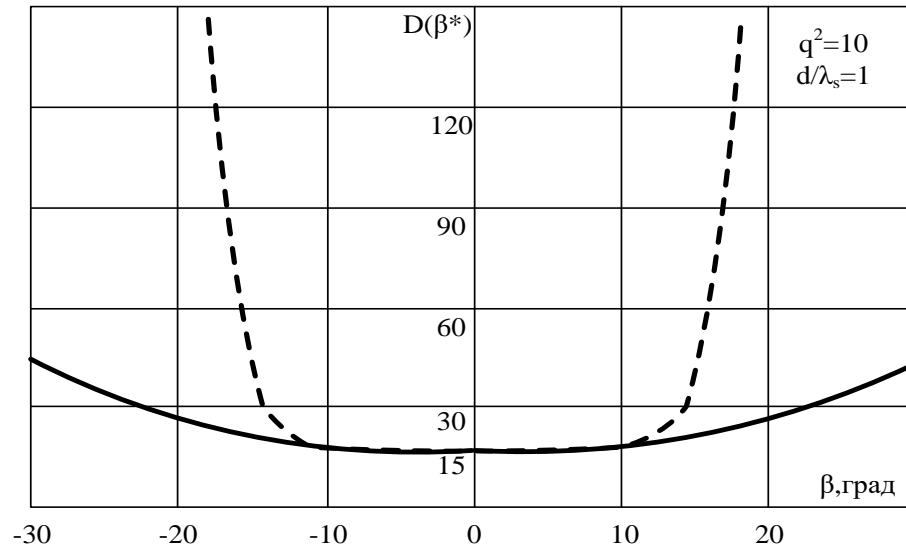


Рис. 1.19. Залежність дисперсії оцінки відносного пеленгу від кута надходження радіосигналу

Висновки

1. Згідно з метою роботи, а саме підвищення ефективності процесу радіомоніторингу джерел телекомунікаційних мереж і систем за рахунок підвищення точності, швидкодії та достовірності визначення пеленгу джерела радіовипромінювань, були розглянуті відповідні аналогові, фазові та комбіновані методи вимірювання пеленгу. Маючи на меті підвищення точності, амплітудні методи були відкинуті як такі, які могли би бути прототипами пристрою їх реалізації.
2. Розглянута на основі рішення функціонала максимальної правдоподібності (п. 2.1) математична модель визначення відносного пеленгу двоканальним моноімпульсним фазовим пеленгатором забезпечує необхідне підвищення точності пеленгування, обчислення дисперсії оцінки відносного пеленгу не тільки на рівносигнальному напрямку, а і в усьому робочому секторі пеленгатора, що дає змогу у подальшому вдосконалити відомі фазові методи моноімпульсного

пеленгування, синтезувати пристрої для їх реалізації та оцінити їх точнісні характеристики. Отже, враховуючи, що радіопеленгатор повинен забезпечувати пеленгування всієї номенклатури радіосигналів, а також звертаючи увагу на оптимальне значення сигнал/шум, фазометричний метод був обраний для подальшого дослідження та створення пристрою на його основі.

РОЗДІЛ 2

УДОСКОНАЛЕНИЙ ФАЗОМЕТРИЧНИЙ СПОСІБ МОНОІМПУЛЬСНОГО ВИМІРЮВАННЯ ВІДНОСНОГО ПЕЛЕНГУ ДЖЕРЕЛ РАДІОВИПРОМІНЮВАННЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ І АНАЛОГОВИЙ ПРИСТРІЙ ЙОГО ТЕХНІЧНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ

2.1. Удосконалений двоканальний фазометричний спосіб моноімпульсного вимірювання відносного пеленгу джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж

Як було показано у п.п 1.2, суттєве підвищення точності вимірювання відносного пеленгу β для фіксованої довжини хвилі λ_s вхідного сигналу досягається збільшенням бази d між елементами антенної системи пеленгатора.

Але, оскільки різниця фаз $\varphi = \frac{\pi d}{\lambda_s} \sin \beta$ визначається з точністю до складової,

кратної π , на базах $d > \frac{\lambda_s}{2}$ та у діапазоні значень $-\frac{\pi}{2} < \beta < \frac{\pi}{2}$ виникає декілька відліків пеленгу β , тобто існує неоднозначність вимірювання. Її можна усунути або за рахунок застосування просторової селекції елементами антенної системи, коли у межах головної пелюстки діаграми спрямованості антени різниця фаз φ не буде перевищувати 180° , або введенням додаткового (грубого) тракту пеленгування, величина фазометричної бази якого забезпечить однозначне вимірювання пеленгу в заданому секторі – так званий багатошкальний метод [12].

При першому варіанті підвищення точності пеленгування за рахунок збільшення фазометричної бази звужує сектор однозначного вимірювання пеленгу, що тягне за собою необхідність відповідного звуження діаграм направленості антенних елементів, тобто пеленгатор втрачає можливість працювати у достатньо широкому секторі без обертання антенної системи, що суперечить висунутим вимогам щодо мінімального використання пошукових процедур, які значно погіршують пропускну здатність пеленгатора і засобу РМ, де він застосовується [9].

У другому варіанті з використанням двох і більше трактів пеленгування з різними фазометричними базами, підвищення точності вимірювань в одному тракті не перешкоджає роботі іншого в широкому секторі кутів, а результати спільної обробки значень пеленгів, отриманих від різних трактів пеленгування, будуть відповідати цим суперечливим вимогам. Тому застосування багатобазового методу пеленгування є доцільним.

У найпростішому випадку це реалізується двобазовим пеленгатором з двома трактами пеленгування: основним (“точним”) та додатковим (“грубим”). Основний тракт забезпечує необхідну точність отримання оцінок відносного пеленгу, а додатковий – усунення неоднозначності відліків пеленгів, що виникає в основному тракті [9].

З наведених результатів аналізу та синтезу однобазових моноімпульсних фазових пеленгаторів (розділ 1.2) показано, що оптимальна оцінка відносного пеленга визначається виразом (1.21), який можна подати у такому вигляді :

$$|\beta| = \arcsin \left[\frac{\lambda_s^*}{\pi d} \arctg \left[\frac{X_{\Delta}^2(t)}{X_{\Sigma}^2(t)} \right]^{\frac{1}{2}} \right]. \quad (2.1)$$

де λ_s^* - оцінка довжини хвилі вхідного сигналу з миттєвою несучою частотою ω_s , що вимірюється окремо;

d – величина фазометричної бази антенної системи пеленгатора;

$X_{\Sigma}^2(t)$, $X_{\Delta}^2(t)$ – сигнали сумарного та різницевого каналів пеленгатора.

$$\begin{aligned} X_{\Sigma}^2(t) = & 4S^2(t) \cos^2 \left(\frac{\pi d}{\lambda_s} \sin \beta \right) + 4S(t) \cos \left(\frac{\pi d}{\lambda_s} \sin \beta \right) \{ \cos[\psi(t) - \Delta\omega t] \times \\ & \times [n_{c1}(t) + n_{c2}(t)] + \sin[\psi(t) - \Delta\omega t] [n_{s1}(t) + n_{s2}(t)] \} + [n_{c1}^2(t) + \\ & + n_{c2}^2(t) + 2n_{c1}(t)n_{c2}(t) + n_{s1}^2(t) + n_{s2}^2(t) + 2n_{s1}(t)n_{s2}(t)]; \end{aligned} \quad (2.2)$$

$$\begin{aligned} X_{\Delta}^2(t) = & 4S^2(t) \sin^2 \left(\frac{\pi d}{\lambda_s} \sin \beta \right) - 4S(t) \sin \left(\frac{\pi d}{\lambda_s} \sin \beta \right) \{ \sin[\psi(t) - \Delta\omega t] \times \\ & \times [-n_{c1}(t) + n_{c2}(t)] + \cos[\psi(t) - \Delta\omega t] [n_{s1}(t) - n_{s2}(t)] \} + \end{aligned} \quad (2.3)$$

$$+ [n_{C1}^2(t) + n_{C2}^2(t) - 2n_{C1}(t)n_{C2}(t) + n_{S1}^2(t) + n_{S2}^2(t) - 2n_{S1}(t)n_{S2}(t)];$$

$S(t) = S \cos[\omega_s t + \varphi + \psi(t)]$ – корисний сигнал на вході приймальних каналів пеленгатора;

$n(t) = N(t) \cos[\omega_0 t - \varphi(t)]$ - внутрішні шуми у приймальних каналах пеленгатора.

В подальшому пеленгаторні тракти синтезуються за отриманими у розділі 2 виразами для відповідних математичних очікувань:

$$\begin{aligned} E[X_{\Sigma}^2(t)] &= 4S^2(t) \cos^2\left(\frac{\pi d}{\lambda_s} \sin \beta\right) + 4\sigma_0^2; \\ E[X_{\Delta}^2(t)] &= 4S^2(t) \sin^2\left(\frac{\pi d}{\lambda_s} \sin \beta\right) + 4\sigma_0^2, \end{aligned} \quad (2.4)$$

З урахуванням наведеного структурна схема двобазового моноімпульсного фазового пеленгатора матиме вигляд (рис. 2.1), де:

- A_1, A_2 - антенна система тракту грубого пеленгування з базою d_1 ;
- A_3, A_4 - антенна система тракту точного пеленгування з базою d_2 ;
- сумарно-різницеві тракти грубого і точного пеленгування формують сумарні ($S_{\Sigma G}$, $S_{\Sigma T}$) та різницеві ($S_{\Delta G}$, $S_{\Delta T}$) сигнали;
- пристрій вводу-виводу, який перетворює сумарні та різницеві сигнали в цифрову форму;
- спеціальний обчислювач здійснює оцінки відносного пеленга.

При цьому фазометрична база грубого тракту пеленгування d_1 повинна бути меншою, ніж база точного тракту $d_2 > d_1$, а значення довжини хвилі λ_s^* , що відповідає значенню миттєвої несучої частоти, вимірюється окремим пристроєм.

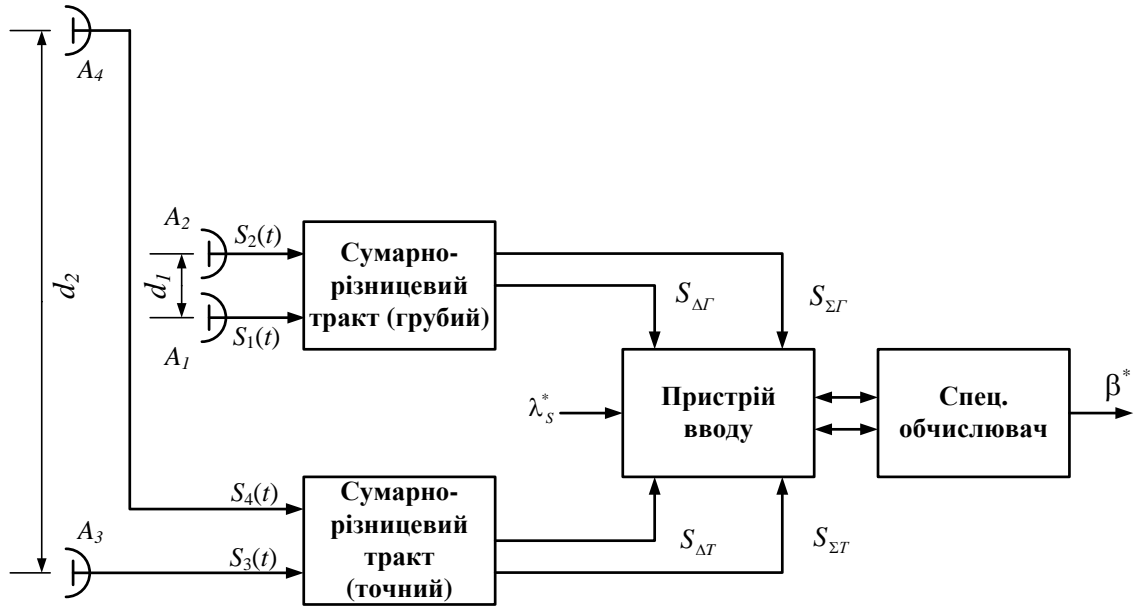


Рис. 2.1. Структурна схема двобазового моноімпульсного пеленгатора

Суть двобазового методу і принцип роботи наведеної схеми пеленгатора полягають у такому.

Нехай електромагнітна хвиля з несучою частотою у межах $\omega_H \leq \omega_S \leq \omega_B$, створює в точці прийому сигнал у вигляді:

$$S(t) = S \cos(\omega_S t + \psi), \quad (2.5)$$

де S , ω_S , ψ – амплітуда, частота й початкова фаза прийнятого сигналу.

Тоді в антенах пеленгатора A_1 - A_4 будуть наведені сигнали:

$$\begin{aligned} S_1(t) &= SF(\beta) \cos(\omega_S t + \varphi_1 + \varphi_2 + \psi); & S_2(t) &= SF(\beta) \cos(\omega_S t - \varphi_1 + \varphi_2 + \psi); \\ S_3(t) &= SF(\beta) \cos(\omega_S t + \varphi_1 - \varphi_2 + \psi); & S_4(t) &= SF(\beta) \cos(\omega_S t - \varphi_1 - \varphi_2 + \psi), \end{aligned} \quad (2.6)$$

де $\varphi_1 = \frac{\pi d_1}{\lambda_s} \sin \beta$; $\varphi_2 = \frac{\pi d_2}{\lambda_s} \sin \beta$; $F(\beta)$ – діаграма направленості антен.

Після проходження відповідних сумарно-різницець каналів грубого і точного трактів пеленгування, сигнали (2.6) набувають вигляду[9]:

$$\begin{aligned} S_{\Sigma\Gamma}(\beta) &= 2S^2 F^2(\beta) K_{\Gamma} \cos\left(\frac{2\pi d_1}{\lambda_s} \sin \beta\right); \\ S_{\Delta\Gamma}(\beta) &= 2S^2 F^2(\beta) K_{\Gamma} \sin\left(\frac{2\pi d_1}{\lambda_s} \sin \beta\right); \\ S_{\Sigma T}(\beta) &= 2S^2 F^2(\beta) K_T \cos\left(\frac{2\pi d_2}{\lambda_s} \sin \beta\right); \end{aligned} \quad (2.7)$$

$$S_{\Delta T}(\beta) = 4S^2 F^2(\beta) K_T \sin\left(\frac{2\pi d_2}{\lambda_s} \sin \beta\right),$$

де K_G, K_T – коефіцієнти передачі трактів грубого і точного пеленгування.

Формування сумарних і різницевих сигналів (2.7) у трактах грубого і точного пеленгування відбувається однаково і може бути реалізовано схемою, наведеною на рис. 2.2, де позначено: (+/-) - балансні мости; ФО - фазообертач; ПВЧ - підсилювачі високої частоти; КД - квадратичні детектори та (-) - різницевий пристрій [18].

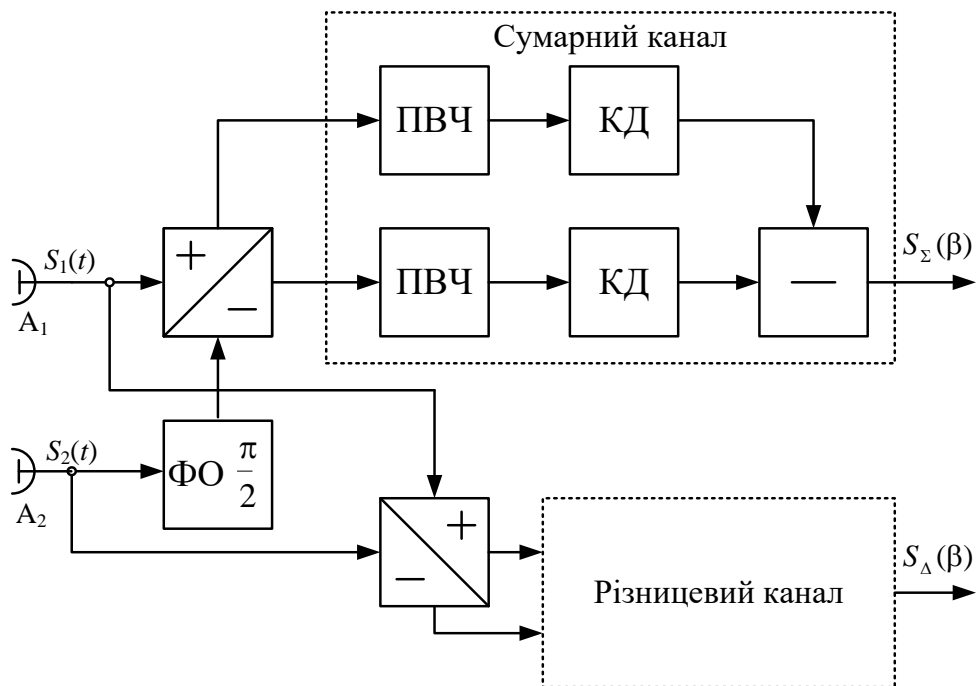


Рис. 2.2. Структурна схема формування сумарних і різницевих сигналів

Для подальшої обробки сигнали (2.7) перетворюються у цифровий код пристроєм вводу-виводу аналогових сигналів і подаються до обчислювача (рис.2.1), який розраховує грубі й точні значення оцінок відносного пеленгу:

$$\begin{aligned} |\beta_G| &= \arcsin\left[\frac{\lambda_s^*}{2\pi d_1} \arctg[U_G(\beta)]\right]; \\ |\beta_T| &= \arcsin\left[\frac{\lambda_s^*}{2\pi d_2} \arctg[U_T(\beta)]\right], \end{aligned} \quad (2.8)$$

де нормовані напруги $U_G(\beta)$ і $U_T(\beta)$ є функціями пеленгу і визначають

вигляд дискримінаційних характеристик (ДХ) трактів грубого і точного пеленгування (рис.2.3а,б) та розраховуються за такими виразами[9]:

$$U_{\Gamma}(\beta) = \frac{S_{\Delta\Gamma}(\beta)}{S_{\Sigma\Gamma}(\beta)} = \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi d_1}{\lambda_s} \sin \beta\right);$$

$$U_T(\beta) = \frac{S_{\Delta T}(\beta)}{S_{\Sigma T}(\beta)} = \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi d_2}{\lambda_s} \sin \beta\right). \quad (2.9)$$

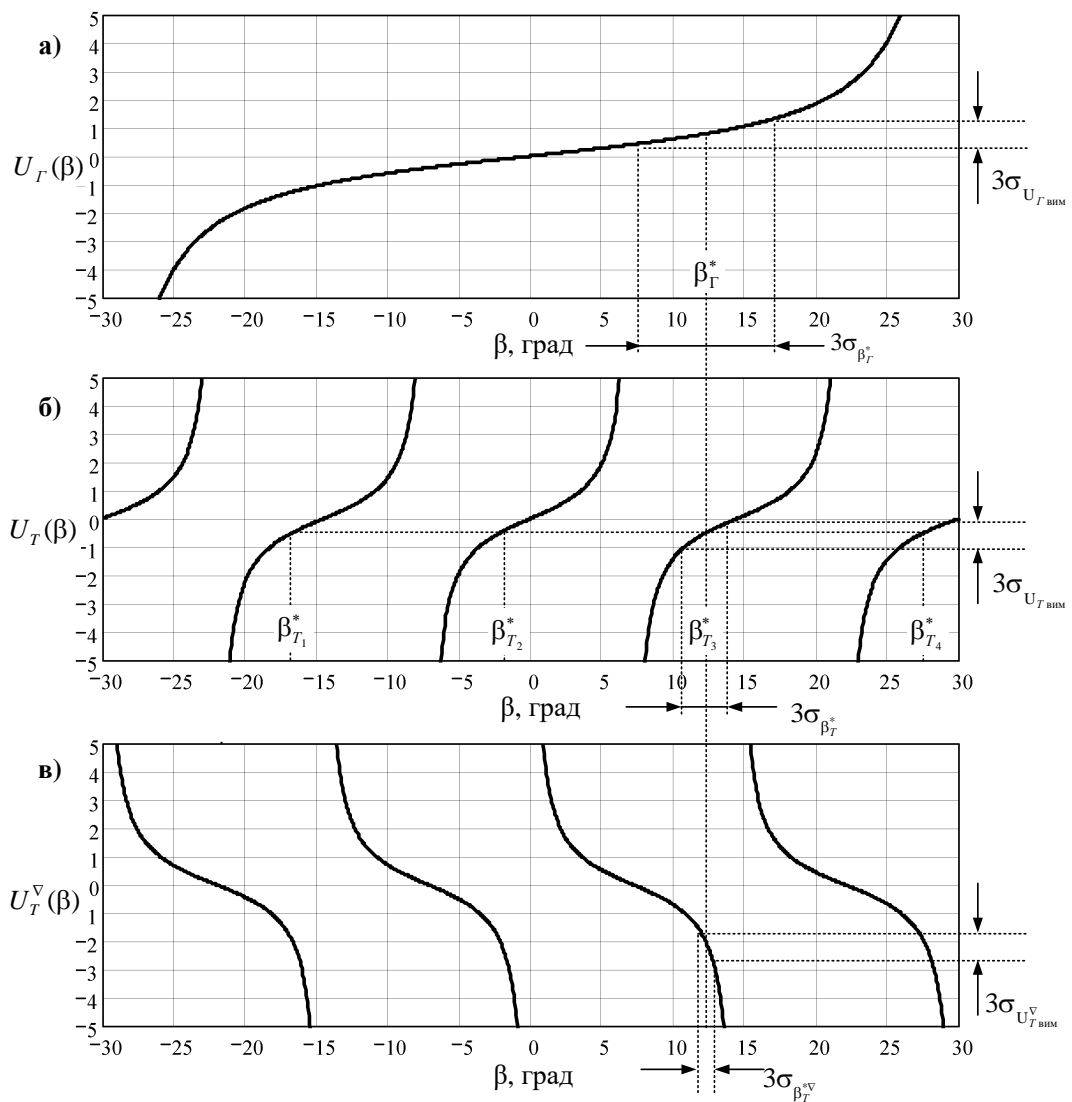


Рис. 2.3. Дискримінаційні характеристики трактів пеленгування:

а) грубого тракту; б) точного тракту основна; в) точного тракту додаткова

Якщо фазометрична база тракту грубого пеленгування (ТГП) обирається з умови $d_1 = \lambda_s/2$, його вихідна напруга $U_T = f(\beta)$ однозначно характеризує значення відносного пеленгу в широкому секторі (рис.3,а).

Водночас, при однакових середньоквадратичних помилках (СКП) $\sigma_{U_{\text{вим}}}$ вимірювання вихідних напруг трактів пеленгування, у точному тракті з більшою базою $d_2 > \lambda_s$, внаслідок вищої крутизни ДХ $U_T = f(\beta)$, СКП $\sigma_{\beta_T^*}$ точних оцінок відносного пеленгу будуть меншими, ніж СКП $\sigma_{\beta_T^*}$ грубого тракту, але періодичність функції $\text{tg}(2\varphi)$ обумовлює неоднозначність визначення точного значення пеленгу (рис. 2.3,б - $d_2 = 2\lambda_s$).

Усунути неоднозначність визначення β_T^* можливо за критерієм мінімуму модуля різниці значень пеленгів, отриманих ДХ точного і грубого трактів:

$$\beta^* = \beta_{Ti}^* ; \text{ якщо } |\beta_T^* - \beta_{Ti}^*| = \min , \quad (2.10)$$

де β_T^* , β_{Ti}^* – оцінки пеленгів у грубому і точному трактах пеленгатора;

$i = 2, \dots, N$ – кількість неоднозначних відліків пеленгу в точному тракті, яка залежить від співвідношення бази точного каналу пеленгування d_2 та довжини хвилі несучого коливання сигналу λ_s .

Так, для ДХ, зображених на рис. 2.3(а,б), у ТГП при сформованій напрузі $U_T^*(\beta)$ розраховується однозначне, але неточне значення пеленгу β_T^* . У точному тракті для напруги $U_T^*(\beta)$ розрахунки дають чотири значення пеленгу: $\beta_{T_1}^*, \dots, \beta_{T_4}^*$ (рис. 3,б). Очевидно, що послідовним перебором отриманих відліків точних пеленгів за критерієм (2.10) можна визначити дійсну оцінку пеленгу $\beta_{T_3}^*$.

Таким чином, збільшення бази у тракті точного пеленгування (ТТП) забезпечуються кращі, але неоднозначні оцінки пеленгу. Після усунення цієї неоднозначності формується точна та однозначна оцінка відносного пеленгу [15].

Точність оцінки пеленгу характеризується її дисперсією. Максимальний виграш K у точності пеленгування можна оцінити шляхом порівняння дисперсій

у грубому й точному трактах, знайдених у лінійному наближенні (1.29) [9]:

$$K = \frac{D(\beta_T^*)}{D(\beta_T)} = \left(\frac{d_2}{d_1} \right)^2 = \left(\frac{\sigma_T}{\sigma_T} \right)^2. \quad (2.11)$$

Іншими словами, виграш у точності пеленгування від застосування двобазової схеми фазового пеленгатора, виражений через відношення СКП трактів грубого й точного пеленгування, дорівнює зворотному відношенню величин фазометричних баз цих трактів, що вказує на можливість оцінювання ступеня підвищення точності пеленгування через співвідношення баз та обумовлює вимогу щодо забезпечення максимальної різниці величин фазометричних баз трактів грубого й точного пеленгування [10].

З іншого боку, для надійної роботи критерію (2.10) щодо усунення неоднозначності пеленгування при виборі однозначного і точного значення пеленгу необхідно, щоб довірчий інтервал, обумовлений СКП $\sigma_{\beta_T}^*$ визначення пеленгу у тракті грубого пеленгування, не перевищував ширину однозначної ділянки ДХ тракту точного пеленгування. Довірчий інтервал оцінки пеленгу у тракті грубого пеленгування обирається за правилом “трьох сигм”. При цьому необхідно, щоб аргумент функції tg не перевищував $\pm\pi/2$, тобто:

$$\begin{aligned} \frac{2\pi d_2}{\lambda_s} |\sin \beta| &\leq \frac{\pi}{2} ; \quad \frac{2\pi d_2}{\lambda_s} |\sin(3\sigma_{\beta_T})| \leq \frac{\pi}{2} ; \\ \frac{d_2}{\lambda_s} &\leq \frac{1}{4|\sin(3\sigma_{\beta_T})|}. \end{aligned} \quad (2.12)$$

Нерівність (2.12) є умовою забезпечення перекриття довірчого інтервалу оцінки пеленгу грубого тракту однозначною ділянкою ДХ точного тракту. Залежність граничних розмірів відносної бази тракту точного пеленгування від заданих значень СКП оцінки пеленга у тракті грубого пеленгування, що розрахована за виразом (2.12), наведена на рис. 2.4.

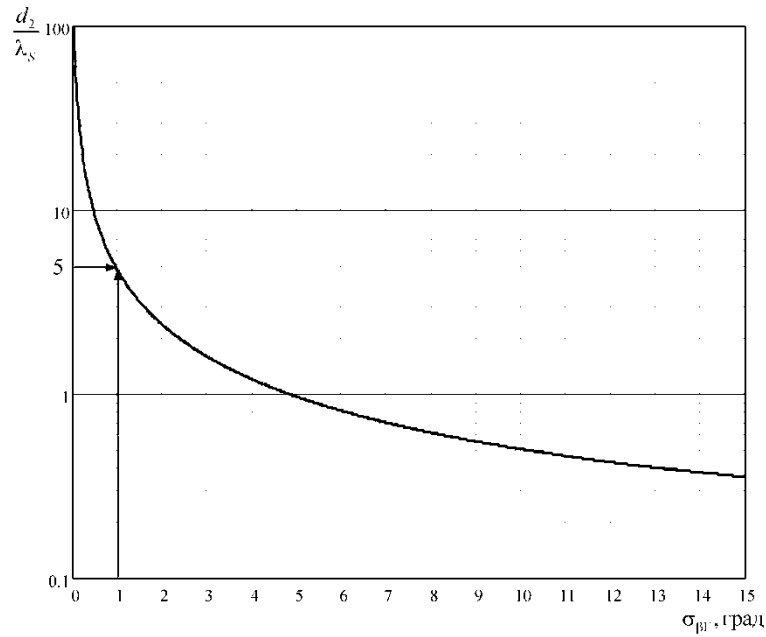


Рис. 2.4. Залежність відносної бази точного тракту пеленгування від СКП пеленгування у грубому тракті

З аналізу рис. 2.4 видно, що найбільший вигрaш від застосування тракту точного пеленгування буде спостерігатись в області мінімальних значень СКП пеленгування грубого тракту σ_{β_T} . Але надійна робота пеленгатора при величині бази тракту точного пеленгування d_2 , що дорівнює $5\lambda_s$, потребує забезпечення величини СКП пеленгування у грубому тракті не більше 1° , що не завжди можливо на практиці [10].

Як було показано в п. 2.2.3, уточнена дисперсія оцінок пеленгу визначається виразом (1.34) і залежить як від величини відносної бази d/λ_s , так і від відношення сигнал/шум q^2 :

$$D(\beta^*) = \frac{\lambda_s^2}{2\pi^2 d^2 q^2 \cos^2 \beta} \left\{ 1 + \frac{1}{q^2} \left[\frac{\lambda_s}{\pi d} \frac{\text{tg} \beta}{\cos \beta} \left(\frac{\lambda_s}{4\pi d} \frac{\text{tg} \beta}{\cos \beta} + \frac{2 \text{tg} 2\varphi}{\cos^3 2\varphi} - \text{tg} 2\varphi \right) - \frac{\text{tg} \beta \text{tg} 2\varphi}{\cos \beta} + \text{tg}^2 2\varphi \left(\frac{2,25}{\cos^6 2\varphi} - \frac{4}{\cos^3 2\varphi} + 2,25 \right) \right] \right\}. \quad (2.13)$$

Аналіз залежності дисперсії оцінок пеленга $D(\beta^*)$ у грубому (β_T^*) та точному (β_r^*) трактах, розрахованих за виразом (2.12) для відношення сигнал/шум за потужністю $q^2=10$ (рис. 2.5), показує, що на ДХ точного тракту існують кутові інтервали навколо точок розриву функцій $\text{tg} 2\varphi$, які визначають

його дискримінаційну характеристику, де $D(\beta_T^*)$ швидко зростає до безкінечності. Це свідчить про суттєве погіршення точності пеленгування і втрату працездатності тракту точного пеленгування на цих ділянках через недостовірність отриманих оцінок точного пеленгу [10].

Для усунення цього ефекту в алгоритм роботи обчислювального пристрою пеленгатора (рис. 2.1) необхідно внести процедуру формування додаткової дискримінаційної характеристики (рис.2.3,в) згідно з виразом (2.14), яка буде зворотною до основної ДХ точного тракту:

$$U^\nabla_T(\beta) = \frac{S_{\Sigma T}(\beta)}{S_{\Delta T}(\beta)} = ctg\left(\frac{2\pi d_2}{\lambda_s} \sin \beta\right). \quad (2.14)$$

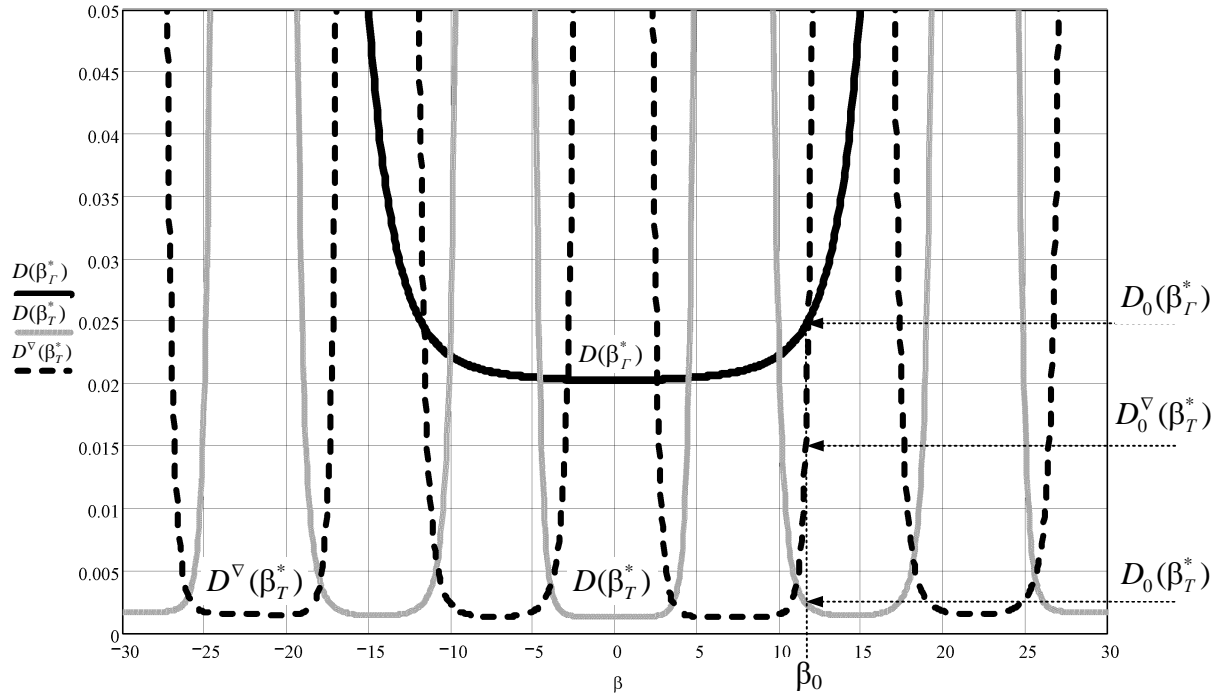


Рис. 2.5. Залежність дисперсії оцінок пеленгу у грубому і точному трактах пеленгатора

При цьому дисперсія $D^\nabla(\beta_T^*)$ буде визначатись виразом:

$$D^\nabla(\beta_T^*) = \frac{\lambda_s^2}{2\pi^2 d^2 q^2 \cos^2 \beta} \left\{ 1 + \frac{1}{q^2} \left[\frac{\lambda_s}{\pi d} \frac{tg\beta}{\cos\beta} \left(\frac{\lambda_s}{4\pi d} \frac{tg\beta}{\cos\beta} + \frac{2tg(2\varphi + \pi/2)}{\sin^3 2\varphi} + tg(2\varphi + \pi/2) \right) + \frac{tg\beta}{\cos\beta} tg(2\varphi + \pi/2) + tg^2(2\varphi + \pi/2) \left(\frac{2,25}{\sin^6 2\varphi} + \frac{4}{\sin^3 2\varphi} + 2,25 \right) \right] \right\}. \quad (2.15)$$

Залежність $D^{\nabla}(\beta_T^*)$ показана на рис. 2.5 пунктиром. З наведеного видно, що при використанні додаткової ДХ дисперсія оцінки пеленгу набуває мінімальних значень саме на тих ділянках, де оцінка пеленгу за допомогою основної ДХ недостовірною або неможливою. Це у свою чергу свідчить про доцільність використання значень $U_T(\beta)$ і $U^{\nabla}_T(\beta)$ як показників надійності відліків пеленгу, отриманих на певних ділянках ДХ точного тракту, для подальшого вибору з них більш достовірною значення β_T^* .

Отже, загальний алгоритм роботи пеленгатора можна надати так: з кожного набору неоднозначних оцінок пеленгу, отриманих з використанням дискримінаційних характеристик $U_T(\beta)$ і $U^{\nabla}_T(\beta)$, за умовою (2.10) відбирається по одному значенню β_T^* . Для цих значень з урахуванням грубої оцінки пеленгу β_T^* розраховуються (або відбираються з попередньо розрахованого масиву) відповідні величини дисперсій $D(\beta_T^*)$ і $D^{\nabla}(\beta_T^*)$. В результаті їх порівняння обирається оцінка пеленгу β_T^* з меншою дисперсією, як більш достовірною[9].

Крім того, необхідно взяти до уваги, що завдяки використанню додаткової зворотної дискримінаційної характеристики та процедури вибору точних оцінок пеленгу з мінімальною дисперсією, результуюча дисперсія у тракті точного пеленгування набуває більш гладкого характеру і значень, близьких до мінімального для вибраної відносної бази точного тракту [8].

Таким чином, в результаті аналізу залежності дисперсії оцінок пеленгу двобазовим фазовим моноімпульсним пеленгатором і вирішення проблемного питання щодо наявності на ДХ тракту точного пеленгування ділянок, де відлік точного пеленгу неможливий, запропоновано удосконалений фазовий метод моноімпульсного пеленгування, який відрізняється від відомих тим, що в процесі обчислення оцінок пеленгу враховує значення миттєвої несучої частоти для компенсації похибок, які виникають внаслідок невідповідності постійної фазометричної бази, а для усунення неробочих ділянок основної дискримінаційної характеристики навколо точок її розриву застосовується додаткова, зворотня ДХ, яка на цих ділянках забезпечує відлік точного пеленгу,

після чого за критерієм мінімуму дисперсії обирається найбільш достовірне значення точного пеленгу.

2.2. Аналоговий пристрій технічної реалізації двоканального фазометричного способу джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж

Для простих двоканальних фазових моноімпульсних пеленгаторів у пп. 1.2 і 2.1 проаналізовано процедури вимірювання пеленгу, умови отримання та характеристики оцінок відносного пеленгу на ДРВп за методом максимальної правдоподібності та запропоновані математичні моделі (1.23) і (1.24) для побудови алгоритмів обробки сигналів. Також звернуто увагу на необхідність розробки нових і удосконалення існуючих простих та ефективних фазових методів пеленгування і синтезу пристроїв для їх реалізації.

Тому подальшим логічним продовженням дослідження є синтез структурних схем моноімпульсних фазових пеленгаторів, які забезпечують отримання незміщених, достовірних, оптимальних оцінок відносного пеленгу за критерієм максимальної правдоподібності, аналіз та оцінка їх якісних показників, що є метою та основним змістом цього підрозділу.

Для вирішення визначеного завдання скористаємось отриманими вище рівняннями (1.23) та (1.24) для оцінок пеленгу β^* відносно рівносигнального (рівнофазового) напрямку однобазової антенної системи двоканального моноімпульсного фазового пеленгатора, які дають змогу синтезувати структурні схеми пеленгаторів і провести їх порівняльний аналіз:

$$\beta^* = \arcsin \left(\frac{\lambda_s^*}{2\pi d} \arctg \frac{U_1}{U_2} \right), \quad (2.16)$$

$$\begin{aligned} \text{де } U_1 = & \int_{t-T}^t x_1(t) \cos \omega_s t dt \int_{t-T}^t x_2(t) \sin \omega_s t dt - \\ & - \int_{t-T}^t x_1(t) \sin \omega_s t dt \int_{t-T}^t x_2(t) \cos \omega_s t dt; \end{aligned} \quad (2.17)$$

$$U_2 = \int_{t-T}^t x_1(t) \cos \omega_s t dt \int_{t-T}^t x_2(t) \cos \omega_s t dt +$$

$$+ \int_{t-T}^t x_1(t) \sin \omega_s t dt \int_{t-T}^t x_2(t) \sin \omega_s t dt. \quad (2.18)$$

Тобто, процедура синтезу структурних схем полягає у визначенні елементів і функціональних зв'язків між ними, що забезпечують формування напруг U_1 та U_2 сигналів у відповідних каналах пеленгатора з подальшим обчислюванням тригонометричних функцій \arctg і \arcsin .

З аналізу виразів (2.16–2.18) витікає, що для синтезу структурної схеми пеленгатора необхідні відповідні пристрої обробки сигналів, які мають забезпечувати:

- формування на несучій частоті квадратурних (косинусоїдальної і синусоїдальної) складових сигналів $x_1(t)$ та $x_2(t)$, прийнятих каналами пеленгатора;
- обчислення інтегралів кореляційних функцій сумарного та різницевого сигналів, здійснення їх міжканальної обробки і нормування;
- обчислення зворотних тригонометричних функцій \arctg і \arcsin та отримання оцінки відносного пеленга за виразом (2.16).

З урахуванням наведеного, структурна схема пеленгатора, синтезована за виразами (2.16–2.18), є однобазовою та двоканальною і складається з таких елементів (рис. 2.6):

- антенної системи А1 (основного каналу прийому) і А2 (додаткового каналу прийому) з фазометричною базою d , на виході якої формуються сигнали $x_1(t)$ та $x_2(t)$;
- інтеграторів основного (Інт1 та Інт2) і додаткового (Інт3 та Інт4) каналу прийому, на входи яких надходять квадратурні (косинусоїдальні і синусоїдальні) складові сигналів x_1 та x_2 , прийнятих каналами пеленгатора на несучій частоті ω_n і сигнал $u_r(t) = U_r \cos \omega_0 t$ з виходу гетеродина (Гет) на частоті $\omega_0 \approx \omega_n$;
- фазообертача (ФО), що здійснює зміну початкової фази напруги гетеродина на $\pi/2$, і забезпечує формування квадратурних каналів обробки;

- перемножувачів основного (Пер1, Пер4) і додаткового (Пер2, Пер3) каналу прийому, на входи яких надходять сигнали з відповідних виходів інтеграторів;
- суматорів основного (-) і додаткового (+) каналу прийому, на виходах яких формуються сумарна і різницева напруги U_1 і U_2 ;
- дільника напруг U_1 і U_2 (:) та спеціального обчислювача (СО) тригонометричних функцій \arctg і \arcsin ;
- вимірювача миттєвої частоти [11].

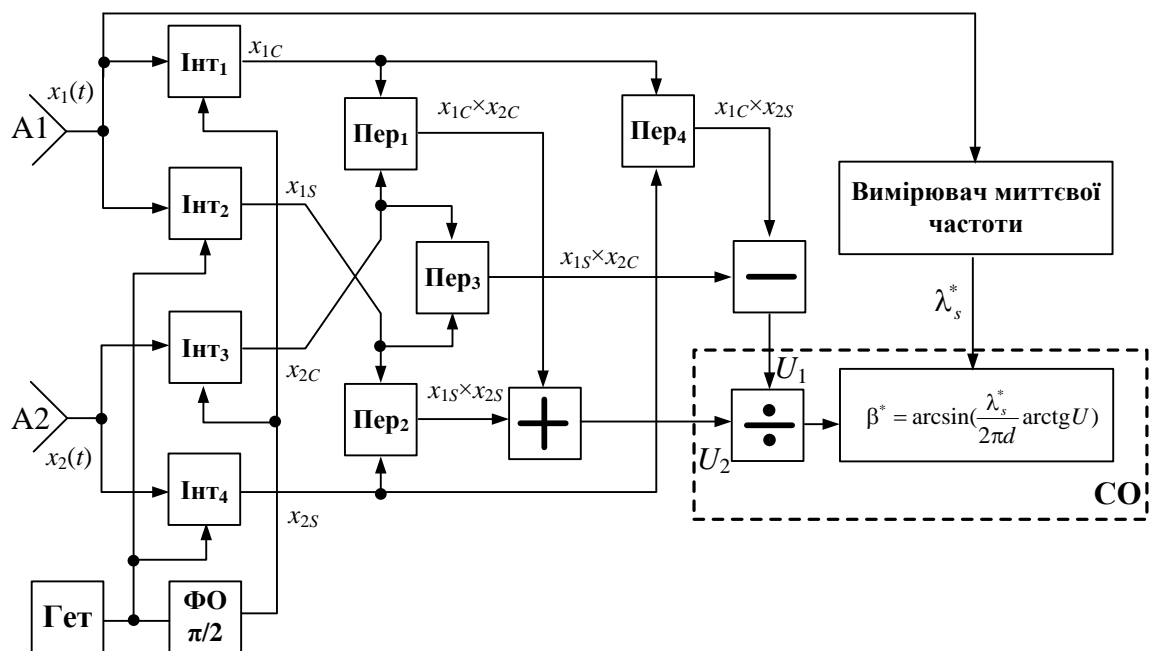


Рис. 2.6. Структурна схема фазового моноімпульсного пеленгатора

Структурна схема пеленгатора працює у такий спосіб. Вхідні сигнали $x_1(t)$ та $x_2(t)$ з виходів антен основного і додаткового каналу подаються на інтегратори основного і додаткового каналу. Одночасно на їх други входи для створення квадратурних каналів обробки від гетеродину і фазообертувача на $\pi/2$ подається сигнал на частоті $\omega_0 \approx \omega_n$.

На виході інтеграторів основного каналу формуються квадратурні (косинусоїдальна і синусоїдальна) складові сигналу x_{1c} та x_{1s} , при цьому сигнал x_{1c} з виходу інтегратора (Інт1) подається на перший вхід першого перемножувача основного каналу (Пер1) та на перший вхід другого

перемножувача основного каналу (Пер4), а сигнал x_{1s} з виходу інтегратора (Інт3) подається на перший вхід першого перемножувача додаткового каналу (Пер2) та на перший вхід другого перемножувача (Пер3) [11].

На виході інтеграторів додаткового каналу (Інт3) і (Інт4) також формуються квадратурні (косинусоїдальна і синусоїдальна) складові x_{2c} та x_{2s} , при цьому сигнал x_{2c} з виходу інтегратора додаткового каналу (Інт3) подається на другий вхід першого перемножувача основного каналу (Пер1) та на другий вхід перемножувача додаткового каналу (Пер3), а сигнал x_{2s} з виходу інтегратора додаткового каналу (Інт4) подається на другий вхід першого перемножувача додаткового каналу (Пер2) та на другий вхід перемножувача основного каналу (Пер4), вихід якого є першим входом суматора основного каналу (-) [11].

Сигнал x_{2s} з виходу інтегратора додаткового каналу (Інт4) подається на другий вхід першого перемножувача додаткового каналу (Пер2) та на другий вхід перемножувача основного каналу (Пер4), вихід якого є другим входом суматора основного каналу (-), при цьому вихід перемножувача додаткового каналу (Пер2) є першим входом суматора додаткового каналу (+), на другий вхід якого подається сигнал з виходу перемножувача основного каналу (Пер1), а вихід суматора додаткового каналу (+), де сформований сигнал $U_2 = (x_{1c} x_{2c} + x_{1s} x_{2s})$ є першим входом дільника (:), на другий вхід якого подається вихідний сигнал $U_1 = (x_{1c} x_{2s} - x_{2c} x_{1s})$ з виходу суматора основного каналу (-). У результаті на виході дільника (:) формується сигнал, пропорційний напрузі $U = U_1/U_2 = (x_{1c} x_{2s} - x_{2c} x_{1s})/(x_{1c} x_{2c} + x_{1s} x_{2s})$, яка подається на вхід спецобчислювача (СО), де розраховується значення оцінки

$$\beta^* = \arcsin\left(\frac{\lambda_n^*}{2\pi d} \operatorname{arctg} \frac{U_1}{U_2}\right) = \arcsin\left(\frac{\lambda_n^*}{2\pi d} \operatorname{arctg} \frac{x_{1c}x_{2s} - x_{2c}x_{1s}}{x_{1c}x_{2c} + x_{1s}x_{2s}}\right) \quad (2.19)$$

за умови, що значення частоти f_n (довжина хвилі λ_n^*) відоме або може бути вимірювана окремими пристроями вимірювання миттєвої частоти. Вихід спеціального обчислювача (СО) і є виходом пеленгатора [11].

Отже, синтезована схема двоканального однобазового моноімпульсного вимірювання пеленгу джерел радіовипромінювання засобами радіомоніторингу на несучій частоті вхідних сигналів в умовах часткової або повної невизначеності параметрів, відрізняється від відомих тим, що з метою моноімпульсного вимірювання відносного пеленгу на джерело випромінювання використовується однобазовий антенний пристрій A1 і A2 та двоканальна фазометрична інтерференційна система обробки квадратурних складових вхідних сигналів на несучій частоті основного і додаткового каналів, а також до його складу введені гетеродин (Гет), фазообертач на $\pi/2$ (ФО), суматори основного та додаткового каналів, дільник напруги, спеціальний обчислювач і окремий вимірювач миттєвої частоти сигналу.

Висновки

1. Після детального дослідження фазометричного методу моноімпульсного вимірювання був ідентифікований недолік, а саме неоднозначність визначення пеленгу. Представлений удосконалений двоканальний фазометричний спосіб усуває недоліки попередника шляхом додавання двох допоміжних каналів – грубого та додаткового точного, при цьому зберігаючи необхідну точність вимірювання.
2. На основі математичної формалізації удосконаленого фазометричного методу розроблено аналоговий пристрій його технічної реалізації. Пристрій забезпечує отримання незміщених, достовірних, оптимальних оцінок відносного пеленгу за критерієм максимальної правдоподібності, але є досить важким з точки зору технічної реалізації із-за використання цілого ряду аналогових елементів. Цей факт зумовлює подальше дослідження можливих способів вдосконалення існуючого пристрою.

РОЗДІЛ 3

АНАЛОГО-ЦИФРОВИЙ ФАЗОМЕТРИЧНИЙ СПОСІБ МОНОІМПУЛЬСНОГО ВИМІРЮВАННЯ ВІДНОСНОГО ПЕЛЕНГУ ДЖЕРЕЛ РАДІОВИПРОМІНЮВАННЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ І АНАЛОГО-ЦИФРОВИЙ ПРИСТРІЙ ЙОГО ТЕХНІЧНОЇ РЕАЛІЗАЦІЇ

3.1. Аналого-цифровий двоканальний фазометричний спосіб моноімпульсного вимірювання відносного пеленгу джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж

В аналоговому пристрої двоканального фазового моноімпульсного пеленгування формується незміщена оптимальна оцінка відносного пеленгу β^* , яка обчислюється за виразом (3.1) з використанням квадратурних складових сигналів, прийнятих в пеленгаційних каналах[9]:

$$\beta^* = \arcsin\left(\frac{\lambda_n^*}{2\pi d} \arctg \frac{U_1}{U_2}\right) = \arcsin\left(\frac{\lambda_n^*}{2\pi d} \arctg\left[\frac{\int_{t-T}^t x_1(t) \cos\omega_n t dt \int_{t-T}^t x_2(t) \sin\omega_n t dt - \int_{t-T}^t x_1(t) \sin\omega_n t dt \int_{t-T}^t x_2(t) \cos\omega_n t dt}{\left[\int_{t-T}^t x_1(t) \cos\omega_n t dt \int_{t-T}^t x_2(t) \cos\omega_n t dt + \int_{t-T}^t x_1(t) \sin\omega_n t dt \int_{t-T}^t x_2(t) \sin\omega_n t dt\right]^{-1}}\right]\right) \quad (3.1)$$

де λ_n^* - оцінка довжини хвилі вхідного сигналу з несучою частотою ω_n , яка відома або вимірюється окремим вимірювачем миттєвої частоти;

d – величина фазометричної бази антенної системи пеленгатора;

$x_1(t) = S_1(t) + n_1(t)$; $x_2(t) = S_2(t) + n_2(t)$ - сигнально-завадова суміш у приймальних каналах пеленгатора;

$S_1(t) = S(t)\cos[\omega_n t + \varphi + \psi(t)]$, $S_2(t) = S(t)\cos[\omega_n t - \varphi + \psi(t)]$ – корисні сигнали на вході приймальних каналів пеленгатора;

$\varphi = \frac{\pi d}{\lambda_n} \sin \beta$ - фазовий набіг, що утворюється за рахунок різниці ходу

хвилі до рознесених на відстань d фазових центрів парціальних антен;

$n_1(t) = N_1(t)\cos[\omega_0 t - \varphi_1(t)]$, $n_2(t) = N_2(t)\cos[\omega_0 t - \varphi_2(t)]$ незалежні внутрішні шуми у приймальних каналах пеленгатора;

(3.4)

$$U_1 = \left[\int_{t-T}^t x_1(t)\cos\omega_n t dt \int_{t-T}^t x_2(t)\sin\omega_n t dt - \int_{t-T}^t x_1(t)\sin\omega_n t dt \int_{t-T}^t x_2(t)\cos\omega_n t dt \right] -$$

сигнал різницевого каналу обробки;

(3.5)

$$U_2 = \left[\int_{t-T}^t x_1(t)\cos\omega_n t dt \int_{t-T}^t x_2(t)\cos\omega_n t dt + \int_{t-T}^t x_1(t)\sin\omega_n t dt \int_{t-T}^t x_2(t)\sin\omega_n t dt \right] -$$

сигнал сумарного каналу обробки;

(3.6)

$x_1(t) \cos\omega_n t = x_{1c}$ та $x_1(t)\sin\omega_n t = x_{1s}$; $x_2(t)\cos\omega_n t = x_{2c}$ та $x_2(t) \sin\omega_n t = x_{2s}$ – квадратурні (косинусоїдальна і синусоїдальна) складові сигналів $x_1(t)$ та $x_2(t)$ відповідно [11].

За умови, що значення частоти ω_n (довжина хвилі λ_n^*) відоме або може бути вимірюване окремими пристроями вимірювання миттєвої частоти, оцінка відносного пеленга β^* буде визначатися за вирішувальним правилом такого вигляду[9]:

$$\beta^* = \arcsin\left(\frac{\lambda_n^*}{2\pi d} \arctg \frac{U_1}{U_2}\right) = \arcsin\left(\frac{\lambda_n^*}{2\pi d} \arctg \frac{x_{1c}x_{2s} - x_{2c}x_{1s}}{x_{1c}x_{2c} + x_{1s}x_{2s}}\right), \quad (3.7)$$

$$\text{де } U_1/U_2 = (x_{1c}x_{2s} - x_{2c}x_{1s})/(x_{1c}x_{2c} + x_{1s}x_{2s}). \quad (3.8)$$

Недоліком аналогового пристрою є те, що процедура вимірювання пеленгу відбувається за виразами (3.7) і (3.8) з використанням таких аналогових пристроїв обробки сигналів:

- двох перемножувачів основного каналу;
- суматора основного каналу;
- двох перемножувачів додаткового каналу;

- суматора додаткового каналу;
- дільника напруги і спеціального обчислювача, що виконує процедуру обчислення прямих і зворотних тригонометричних функцій \arctg і \arcsin [13] для отримання оцінки β^* відносного пеленга на джерело випромінювання.

Практична реалізація зазначених пристроїв в аналоговому виконанні вкрай складна та призводить до збільшення спотворень сигналів при їх обробці і зменшення точності вимірювання пеленгу джерел радіовипромінювань особливо в сантиметровому та міліметровому діапазонах несучої частоти вхідних сигналів. В таких умовах отримані оцінки пеленгу на джерело випромінювання стають такими, що не відповідають вимогам Крамера – Рао [13] до їх незміщеності, оптимальності, ефективності тощо, що зменшує точність та стабільність при пеленгуванні джерел і об'єктів радіомоніторингу.

В основу аналого-цифрового фазометричного способу покладено завдання моноімпульсного пеленгування джерел радіовипромінювань засобами радіомоніторингу на несучої частоті в умовах повної або часткової невизначеності параметрів вхідних сигналів. Для досягнення технічного результату, що зводиться до вирішення зазначеного завдання, необхідно здійснювати аналого-цифрову обробку сигналів з використанням аналого-цифрового перетворення і застосуванням цифрових сигнальних процесорів, що забезпечує розв'язання вирішувального правила (3.7) і однозначність при виборі дійсного значення оцінки пеленгу [16].

Рішенням технічного завдання є те, що для зменшення спотворень сигналів при їх обробці, збільшення точності отримання оцінок пеленгування та спрощення технічної реалізації моноімпульсних пеленгаторів необхідно здійснювати аналого-цифрову обробку вхідних сигналів з використанням аналого-цифрового перетворювання та цифрових сигнальних процесорів [16].

3.2. Аналого-цифровий пристрій технічної реалізації двоканального фазометричного способу моноімпульсного вимірювання відносного пеленгу джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж

На рис. 3.1 показана структурна схема аналого-цифрового пристрою двоканального моноімпульсного вимірювання пеленгу джерел радіовипромінювання на несучій частоті вхідних сигналів [19].

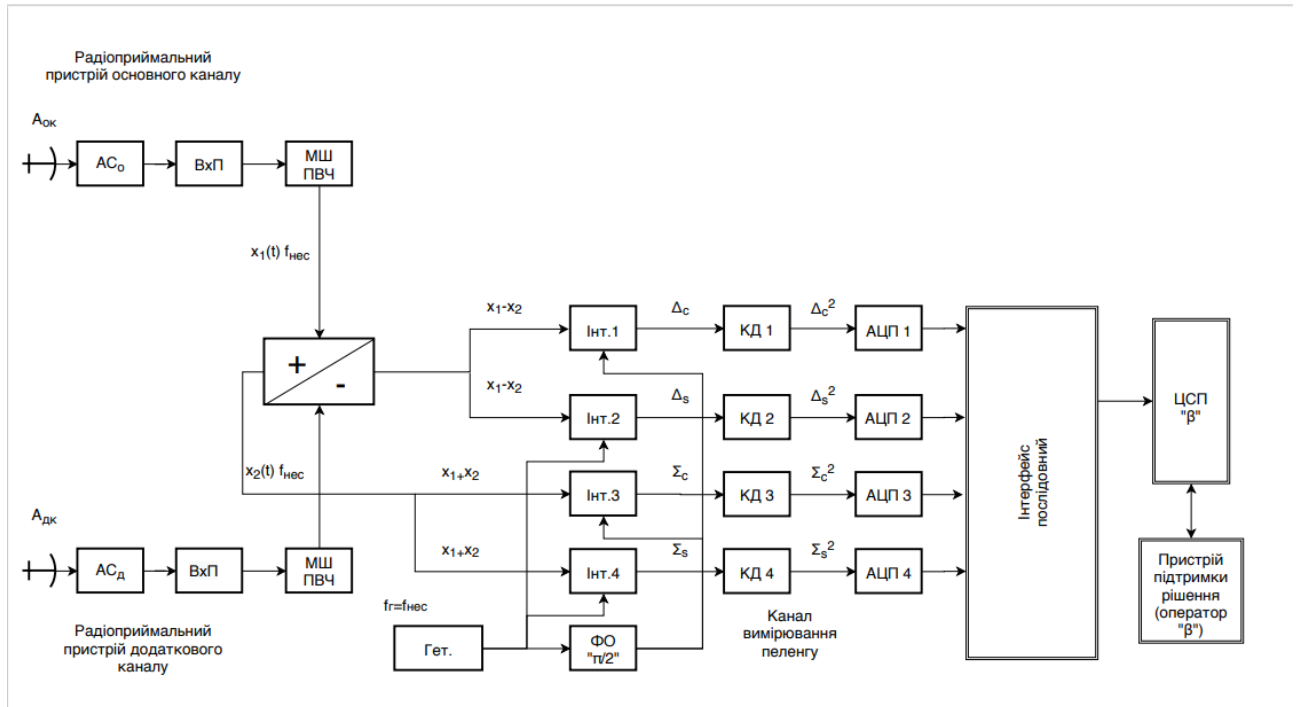


Рис.3.1. Аналого-цифровий пристрій двоканального моноімпульсного вимірювання пеленгу джерел радіовипромінювання на несучій частоті вхідних сигналів

Робота аналого-цифрового пристрою двоканального моноімпульсного вимірювання пеленгу джерел радіовипромінювання на несучій частоті вхідних сигналів пояснюється за допомогою обладнання, яке містить: два ідентичних паралельно включених фазометричних канали: основного і додаткового, послідовний інтерфейс та цифровий сигнальний процесор. При цьому, все обладнання (рис.3.1) містить як аналогову так і цифрову частини [21].

З урахуванням наведеного, структурна схема пеленгатора, синтезована за виразом (3.7), є однобазовою та двоканальною і складається з таких елементів (рис.3.1):

- антенної системи основного каналу прийому і додаткового каналу прийому з фазометричною базою d , на виході якої формуються сигнали $x_1(t)$ та $x_2(t)$;

- інтеграторів основного і додаткового каналу прийому, на виході яких формуються квадратурні (косинусоїдальні і синусоїдальні - x_{1c} , x_{1s} ; x_{2c} , x_{2s}) складові сигналів $x_1(t)$ та $x_2(t)$, прийнятих каналами пеленгатора на несучій частоті ω_n і сигнал $u_T(t) = U_T \cos \omega_0 t$ з виходу гетеродина на частоті $\omega_0 \approx \omega_n$;
- фазообертача, що здійснює зміну початкової фази напруги гетеродина на $\pi/2$, і забезпечує формування квадратурних каналів обробки;
- квадратичних детекторів;
- аналого-цифрових перетворювачів, на входи яких надходять сигнали x_{1c} , x_{1s} ; x_{2c} , x_{2s} з відповідних виходів інтеграторів;
- послідовного інтерфейсу;
- цифрового сигнального процесору, який здійснює міжканальну обробку і нормування обчислених інтегралів кореляційних функцій сумарного й різницевого сигналів та обчислення прямих і зворотних тригонометричних функцій \arctg і \arcsin та отримання оцінки відносного пеленга β^* за виразом (3.7).
- пристрою підтримки рішення;

Структурна схема пеленгатора працює у такий спосіб.

Вхідні сигнали $x_1(t)$ та $x_2(t)$ з виходів антен основного і додаткового каналів подаються на інтегратори основного та додаткового каналів. Одночасно на їх другі входи для створення квадратичних каналів обробки від гетеродину і фазообертувача на $\pi/2$ подається сигнал на частоті $\omega_0 \approx \omega_n$.

На виході інтеграторів і основного каналу формуються квадратурні (косинусоїдальна і синусоїдальна) складові сигналу x_{1c} та x_{1s} , при цьому сигнал x_{1c} з виходу першого інтегратора основного каналу подається на вхід першого аналого-цифрового перетворювача основного каналу, а сигнал x_{1s} з виходу другого інтегратора подається на вхід другого аналого-цифрового перетворювача основного каналу [19].

На виході інтеграторів і додаткового каналу також формуються квадратурні (косинусоїдальна і синусоїдальна) складові x_{2c} та x_{2s} , при цьому сигнал x_{2c} з виходу першого інтегратора додаткового каналу подається на вхід першого аналого-цифрового перетворювача додаткового каналу, а сигнал x_{1s} з виходу другого інтегратора додаткового каналу подається на вхід другого аналого-цифрового перетворювача додаткового каналу [19].

Сформовані в цифровому вигляді сигнали $x_{1c}(nT)$, $x_{1s}(nT)$; $x_{2c}(nT)$, $x_{2s}(nT)$ з відповідних виходів аналого-цифрових перетворювачів подаються на перший, другий, третій і четвертий входи послідовного інтерфейсу, вихід якого підключений до входу цифрового сигнального процесора, де відбувається обчислення сигналу, пропорційного напрузі

$$U(nT) = U_1(nT)/U_2(nT) = [x_{1c}(nT) x_{2s}(nT) - x_{2c}(nT) x_{1s}(nT)]/[x_{1c}(nT) x_{2c}(nT) + x_{1s}(nT) x_{2s}(nT)]$$

та розраховується значення шуканої оцінки

$$\beta^* = \arcsin \left[\frac{\lambda_i^*}{2\pi d} \arctg \frac{U_1(nT)}{U_2(nT)} \right] = \arcsin \left[\frac{\lambda_i^*}{2\pi d} \arctg \frac{x_{1c}(nT)x_{2s}(nT) - x_{2c}(nT)x_{1s}(nT)}{x_{1c}(nT)x_{2c}(nT) + x_{1s}(nT)x_{2s}(nT)} \right] \quad (3.9)$$

за умови, що довжина хвилі λ_n^* (значення несучої частоти ω_n) відома або може бути виміряна окремими пристроями вимірювання миттєвої частоти.

Аналого-цифровий пристрій двоканального моноімпульсного вимірювання пеленгу джерел радіовипромінювання на несучій частоті вхідних сигналів відповідає критерію корисної моделі «новизна» оскільки він підтверджений патентом України - №144798 [19].

3.3. Алгоритм та обчислювальна програма вирішувального правила з визначення відносного пеленгу цифровим сигнальним процесором

Алгоритм визначення вирішувального правила вимірювання відносного пеленгу цифровим сигнальним процесором наведено на рис. 3.2., а описова його частина – в табл. 3.1.

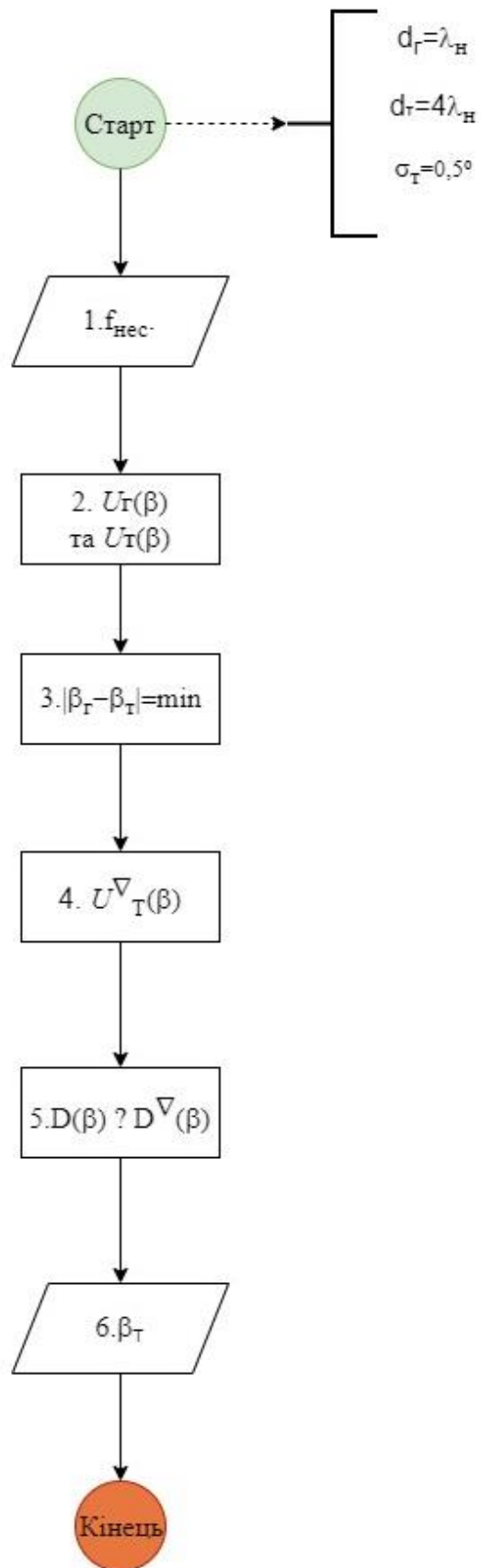


Рис.3.2. Алгоритм визначення вирішувального правила з визначення відносного пеленгу цифровим сигнальним процесором

Таблиця 3.1.

Описова частина алгоритму

№ блоку	Описова частина
Старт	Старт програми
Коментар до Блоку №1	<p>Прийmemo вхiднi умови i обмеження такими:</p> <ul style="list-style-type: none"> • фазометрична база тракту грубого пеленгування (ТПП) обирається з умови $d_{\Gamma} = \lambda_{\text{н}}/2$, у цьому випадку вихiдна напруга $U_{\Gamma} = f(\beta)$ однозначно характеризує значення вiдносного пеленгу в широкому секторi; • СКП тракту точного пеленгування МППМ $\sigma_{\text{т}}$ має вiдповiдати середнiй СКП пеленгування вiдомих зразкiв станцiй РМ ($0,2 - 1,0^{\circ}$) – тобто близько $0,5^{\circ}$; • СКП тракту грубого пеленгування $\sigma_{\Gamma} = 1,2^{\circ}$; • необхідна величина СКП точного пеленгування буде забезпечуватись при $d_{\text{т}} = 4\lambda_{\text{н}}$
1.	<p>Пiсля початку програми надати користувачевi можливiсть ввести вiдоме вимiряне значення $f_{\text{нес}}$.</p> <p>Розрахувати вiдповiднi значення $\lambda_{\text{н}}$, $d_{\text{т}}$, d_{Γ} за формулами</p> $\lambda_{\text{н}} = \frac{c}{f_{\text{нес}}}, \text{ де } c = 3 \times 10^8 \text{ м/с};$ $d_{\Gamma} = \lambda_{\text{н}}/2;$ $d_{\text{т}} = 4\lambda_{\text{н}};$
2.	<p>Пiсля розрахунку значень у блоцi №1 вирахувати вiдповiднi масиви значень функцiй пеленгу для грубого та точного каналiв – $U_{\Gamma}(\beta)$, $U_{\text{т}}(\beta)$ за наступними формулами:</p> <p>$U_{\Gamma}(\beta) = tg(\frac{2\pi d_{\Gamma}}{\lambda_{\text{н}}} \sin \beta)$ пiдставивши значення для d_{Γ} можна привести формулу до наступного вигляду:</p> $U_{\Gamma}(\beta) = tg(\pi \sin \beta)$ <p>$U_{\text{т}}(\beta) = tg(\frac{2\pi d_{\text{т}}}{\lambda_{\text{н}}} \sin \beta)$ пiдставивши значення для $d_{\text{т}}$ можна привести формулу до наступного вигляду:</p> $U_{\text{т}}(\beta) = tg(8\pi \sin \beta)$

	<p>при цьому $\frac{2\pi d}{\lambda_H} \sin \beta \leq \frac{\pi}{2}$ та $-\frac{1}{2} \leq \sin \beta \leq \frac{1}{2}$</p> <table border="1"> <tr> <td>$U_{\Gamma}(\beta)$</td><td>β_{Γ}</td></tr> <tr> <td></td><td></td></tr> </table> <table border="1"> <tr> <td>$U_{\Gamma}(\beta)$</td><td>β_{Γ}</td></tr> <tr> <td></td><td></td></tr> </table> <p>Обрати одне будь-яке значення $U_{\Gamma}(\beta)$ та знайти відповідне значення із попередньо розрахованого масиву для β_{Γ}.</p> <p>Знайти відповідне значення β_{Γ} при $U_{\Gamma}(\beta) = U_{\Gamma}(\beta)$</p>	$U_{\Gamma}(\beta)$	β_{Γ}			$U_{\Gamma}(\beta)$	β_{Γ}		
$U_{\Gamma}(\beta)$	β_{Γ}								
$U_{\Gamma}(\beta)$	β_{Γ}								

Продовження таблиці 3.1

№ блоку	Описова частина				
3.	<p>Визначити дійсну оцінку пеленгу β_{Γ} послідовним перебором отриманих відліків точних пеленгів за критерієм:</p> $ \beta_{\Gamma} - \beta_{\Gamma} = \min$				
4.	<p>Вирахувати масив значень функцій пеленгу додаткового точного каналу – $U^{\nabla}_{\Gamma}(\beta)$ за наступною формулою:</p> <p>$U^{\nabla}_{\Gamma}(\beta) = ctg(\frac{2\pi d_{\Gamma}}{\lambda_H} \sin \beta)$ підставивши значення для d_{Γ} можна привести формулу до наступного вигляду:</p> $U_{\Gamma}(\beta) = ctg(8\pi \sin \beta)$ <p>при $-\frac{1}{2} \leq \sin \beta \leq \frac{1}{2}$</p> <table border="1"> <tr> <td>$U^{\nabla}_{\Gamma}(\beta)$</td><td>$\beta^{\nabla}_{\Gamma}$</td></tr> <tr> <td></td><td></td></tr> </table> <p>Знайти відповідне значення β^{∇}_{Γ} при $U^{\nabla}_{\Gamma}(\beta) = U_{\Gamma}(\beta)$</p> <p>Визначити дійсну оцінку пеленгу β^{∇}_{Γ} послідовним перебором отриманих відліків точних пеленгів за критерієм:</p> $ \beta_{\Gamma} - \beta^{\nabla}_{\Gamma} = \min$	$U^{\nabla}_{\Gamma}(\beta)$	β^{∇}_{Γ}		
$U^{\nabla}_{\Gamma}(\beta)$	β^{∇}_{Γ}				
5.	Розрахувати відповідні значення дисперсій для точного та додаткового				

точного каналів за формулами:

$$D(\beta_r^*) = \frac{\lambda_s^2}{2\pi^2 d^2 q^2 \cos^2 \beta} \left\{ 1 + \frac{1}{q^2} \left[\frac{\lambda_s}{\pi d} \frac{tg\beta}{\cos\beta} \left(\frac{\lambda_s}{4\pi d} \frac{tg\beta}{\cos\beta} + \frac{2tg\,2\varphi}{\cos^3 2\varphi} - tg\,2\varphi \right) - \frac{tg\beta tg\,2\varphi}{\cos\beta} + tg^2 2\varphi \left(\frac{2,25}{\cos^6 2\varphi} - \frac{4}{\cos^3 2\varphi} + 2,25 \right) \right] \right\};$$

Після спрощення вираз матиме вигляд:

$$D(\beta_r) = \frac{1}{\cos^2 \beta_r \times 640\pi^2} \left\{ 1 + \frac{1}{20} \left[\frac{1}{4\pi} \times \frac{tg\beta_r}{\cos \beta_r} \left(\frac{1}{16\pi} \times \frac{tg\beta_r}{\cos \beta_r} + \frac{2tg(8\pi \sin \beta_r)}{\cos^3(8\pi \sin \beta_r)} - tg(8\pi \sin \beta_r) \right) - \frac{tg\beta_r tg(8\pi \sin \beta_r)}{\cos \beta_r} + tg^2(8\pi \sin \beta_r) \left(\frac{2,25}{\cos^6(8\pi \sin \beta_r)} - \frac{4}{\cos^3(8\pi \sin \beta_r)} + 2,25 \right) \right] \right\}$$

$$D^\nabla(\beta_r^*) = \frac{\lambda_s^2}{2\pi^2 d^2 q^2 \cos^2 \beta} \left\{ 1 + \frac{1}{q^2} \left[\frac{\lambda_s}{\pi d} \frac{tg\beta}{\cos\beta} \left(\frac{\lambda_s}{4\pi d} \frac{tg\beta}{\cos\beta} + \frac{2tg(2\varphi + \pi/2)}{\sin^3 2\varphi} + tg(2\varphi + \pi/2) \right) + \frac{tg\beta}{\cos\beta} tg(2\varphi + \pi/2) + tg^2(2\varphi + \pi/2) \left(\frac{2,25}{\sin^6 2\varphi} + \frac{4}{\sin^3 2\varphi} + 2,25 \right) \right] \right\}.$$

Після спрощення вираз матиме вигляд:

$$D^\nabla(\beta_r^\nabla) = \frac{1}{\cos^2 \beta_r^\nabla \times 640\pi^2} \left\{ 1 + \frac{1}{20} \left[\frac{1}{4\pi} \times \frac{tg\beta_r^\nabla}{\cos \beta_r^\nabla} \left(\frac{1}{16\pi} \times \frac{tg\beta_r^\nabla}{\cos \beta_r^\nabla} + \frac{2tg(8\pi \sin \beta_r^\nabla + \frac{\pi}{2})}{\sin^3(8\pi \sin \beta_r^\nabla)} + tg(8\pi \sin \beta_r^\nabla + \frac{\pi}{2}) \right) + \frac{tg\beta_r^\nabla tg(8\pi \sin \beta_r^\nabla + \frac{\pi}{2})}{\cos \beta_r^\nabla} + tg^2(8\pi \sin \beta_r^\nabla + \frac{\pi}{2}) \left(\frac{2,25}{\sin^6(8\pi \sin \beta_r^\nabla)} + \frac{4}{\sin^3(8\pi \sin \beta_r^\nabla)} + 2,25 \right) \right] \right\}$$

де $q^2 = 20; \varphi = 4\pi \sin \beta; d_r = 4\lambda$

Порівняти значення дисперсій

Продовження таблиці 3.1

б.	Вивести шукане значення β_t або β_t^{∇} при тій дисперсії, значення якої при порівнянні було меншим.
Кінець	Кінець програми

Таблиця 3.2.

Функціональні вимоги до програми

№ вимоги	Описова частина
ФВ-1	Калькуляції із градусами проводити в одиницях виміру – [радіани], кінцеве шукане значення вивести в градусах.
ФВ-2	Унеможливити ввід значення β при заданих умовах у Блоці №4.
ФВ-3	Результати із n знаками після коми заокруглювати до трьох знаків після коми.
ФВ-4	Формула конвертації градусів в радіани виглядає наступним чином: $1^{\circ} \times \pi/180 = 0,01745 \text{ рад}$
ФВ-5	Формула конвертації радіанів в градуси виглядатиме відповідно наступним чином: $1^{\circ} = (180 \cdot 0,01745 \text{ рад})/\pi$

```

1  import Foundation
2
3  enum InputType {
4      case tan
5      case cotan
6  }
7
8  let pi: Double = .pi
9  let speedOfLight: Double = 3 * pow(10, 8)
10
11 func degreeToRadian(_ number: Double) -> Double {
12     return number * pi / 180
13 }
14
15 func radianToDegree(_ number: Double) -> Double {
16     return number * 180 / .pi
17 }
18
19 func roundToTwoDecimal(_ number: Double) -> Double {
20     let r = Double(round(100 * number) / 100)
21     return r
22 }
23
24 func getBRoughTan(_ value: Double) -> Double { // -0.5...0.5
25     let divide = atan(value) / pi
26     let arcsin = asin(divide)
27     return arcsin
28 }
29
30 let lower: Double = -0.06
31 let upper: Double = 0.06
32 let deltaB = abs(lower - upper)
33
34 func betaExplicitTan(_ value: Double) -> Double {
35     let arctan = atan(value) / (8 * pi)
36     let arcsin = asin(arctan)
37     return arcsin
38 }
39
40 func betaExplicitCotan(_ value: Double) -> Double {
41     let arcctg = atan(1 / value)
42     let divide = arcctg / (8 * pi)
43     let arcsin = asin(divide)
44     return arcsin
45 }
46
47 func getPreciseB(deltaB: Double, u: Double, b: Double, type: InputType) -> Double {
48     var beta: Double = 0
49     switch type {
50

```

Рис.3.3. а) Код програми для обчислення пеленгу

```

50     case .tan:
51         beta = betaExplicitTan(u)
52     case .cotan:
53         beta = betaExplicitCotan(u)
54     }
55
56     let b1 = beta + deltaB
57     let b2 = beta + 2 * deltaB
58     let b3 = beta + 3 * deltaB
59     let b4 = beta + 4 * deltaB
60
61     let abs1 = abs(b - b1)
62     let abs2 = abs(b - b2)
63     let abs3 = abs(b - b3)
64     let abs4 = abs(b - b4)
65
66     let smallestValue = min(min(abs1, abs2), abs3), abs4)
67     if smallestValue == abs1 {
68         return b1
69     } else if smallestValue == abs2 {
70         return b2
71     } else if smallestValue == abs3 {
72         return b3
73     } else {
74         return b4
75     }
76 }
77
78 func dispersionTan(for beta: Double) -> Double {
79     let block1 = 1 / (pow(cos(beta), 2) * (640 * pow(pi, 2)))
80
81     let block2 = (1 / (16 * pi))
82     let block3 = tan(beta) / cos(beta)
83     let block4 = block2 * block3
84     let block5 = 2 * tan(8 * pi * sin(beta))
85     let block6 = pow(cos(8 * pi * sin(beta)), 3)
86     let block7 = block5 / block6
87     let block8 = block4 + block7
88     let block9 = tan(8 * pi * sin(beta))
89     let block10 = block8 - block9
90     let block11 = tan(beta) / cos(beta)
91     let block12 = block11 * block10
92     let block13 = (1 / 4 * pi) * block12
93
94     let block14 = (tan(beta) * tan(8 * pi * sin(beta))) / cos(beta)
95     let block15 = block13 - block14

```

Рис.3.3. б) Код программы для обчислення пеленгу (продовження)

```

144
145
146 func calculateAngle(f: Double, u: Double) {
147     let range = -15.0...15.0
148     guard range.contains(u) else { return }
149
150     let f: Double = f * pow(10, 6)
151     let lambda: Double = speedOfLight / f
152     let dRough: Double = lambda / 2 //довжина фазометричного грубого тракту
153     let dExplicit: Double = lambda * 4 //довжина фазометричного точного тракту
154
155     let bRough = getBRoughTan(u)
156
157     let bPreciseTan = getPreciseB(deltaB: deltaB, u: u, b: bRough, type: .tan)
158     let bPreciseCotan = getPreciseB(deltaB: deltaB, u: u, b: bRough, type: .cotan)
159
160     let dispTan = dispertionTan(for: bPreciseTan)
161     let dispCotan = dispertionCotan(for: bPreciseCotan)
162
163     let radianTan = radianToDegree(bPreciseTan)
164     let radianCotan = radianToDegree(bPreciseCotan)
165
166     print("""
167         Довжина ТГП: \dRough)
168         Довжина ТТП: \dExplicit)
169
170         "В" грубий: \radianToDegree(bRough))
171         "В" точний (тангенс): \radianTan)
172         "В" точний (котангенс): \radianCotan)
173         Дисперсія (тангенс): \dispTan)
174         Дисперсія (котангенс): \dispCotan)
175
176         Шукане значення пеленгу: \dispTan < dispCotan ? roundToTwoDecimal(radianTan) : roundToTwoDecimal
177         (radianCotan))
178     """)
179 }
180 calculateAngle(f: 1600, u: 5)

```

Рис.3.3. в) Код програми для обчислення пеленгу (кінець)

Результат роботи програми наведено на рис. 3.4.

```

$swift main.swift
Довжина ТГП: 0.09375
Довжина ТТП: 0.75

"В" грубий: 25.9232664818924
"В" точний (тангенс): 23.7590193005695
"В" точний (котангенс): 27.9519867078481
Дисперсія (тангенс): 0.00032016233141014
Дисперсія (котангенс): 0.000276945170826407

Шукане значення пеленгу: 27.95

```

Рис. 3.4. Результат обчислення програми для обчислення пеленгу та дисперсії

Висновки

1. З огляду на важкість практичної реалізації аналогового пристрою технічної реалізації двоканального фазометричного способу вимірювання пеленгу був запропонований аналого-цифровий метод вимірювання. Він зберіг математичну формалізацію процесу пеленгації двоканального фазометричного способу та оптимізував структурну схему аналогового

пристрою перетворивши його в аналого-цифровий шляхом додавання аналого-цифрових перетворювачів, послідовного інтерфейсу, цифрового сигнального процесору та керуючого пристрою до схеми. Як результат, математична формалізація двоканального фазометричного способу практично не змінилася, а от спотворення сигналів, які виникали при обробці аналоговими пристроями в міліметрових та сантиметрових діапазонах робочої частоти зникли.

2. Розроблені алгоритм та програма є безпосереднім «цифровим» уособленням удосконаленого двоканального фазометричного способу та задовільно працюють при заданих обмеженнях та вхідних параметрах.

РОЗДІЛ 4

АНАЛОГО-ЦИФРОВИЙ ПРИЙМАЛЬНО-ПЕЛЕНГАТОРНИЙ МОДУЛЬ РАДІОМОНІТОРИНГУ ДЖЕРЕЛ РАДІОВИПРОМІНЮВАННЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ

Досягнення раціонального співвідношення якості й вартості радіоелектронної апаратури вимагає застосування максимально простих та економічних технічних рішень, модульного принципу побудови не тільки технічних засобів (комплексів) у цілому, а й їх функціональних підсистем. Це дає змогу гнучкого проектування раціональних конструктивних варіантів з урахуванням очікуваних умов застосування апаратури за призначенням, спрощення експлуатації, відновлення, а за необхідності – адаптації до нових умов застосування і модернізації [8]. Тому метою розділу 4 є розробка аналого-цифрового моноімпульсного приймально-пеленгаторного модуля для засобів радіомоніторингу телекомунікаційних систем.

При проведенні досліджень були використані матеріали, що опубліковані в літературних джерелах [20,21,22].

4.1. Структурно-функціональна схема аналого-цифрового моноімпульсного приймально-пеленгаторного модуля для засобів радіомоніторингу телекомунікаційних мереж

Побудова ефективної та гнучкої підсистеми пеленгування засобів РМ, що працюють в умовах гарантованого енергетичного доступу до ДРВп, допускає застосування антен з малим коефіцієнтом підсилення і широкою головною пелюсткою ДНА (десятки градусів). Це позитивно впливає на швидкодію засобів РМ в процесі пошуку та виявлення сигналів, але погіршує умови для здійснення точного пеленгування послідовними методами внаслідок пропорційного збільшення сектору повертання антени, необхідного для формування відліку пеленгу, а отже – часу пеленгування. Також погіршується точність моноімпульсного пеленгування внаслідок малої крутизни дискримінаційної характеристики.

Базовим блоком модульної підсистеми пеленгування засобу РМ може

бути моноімпульсний приймально-пеленгаторний модуль (МППМ), у якому тракти пеленгування і вимірювання миттєвої частоти працюють від однієї пари антен, рознесених на базу, у кілька разів більшу довжини середньої робочої хвилі вхідних сигналів, а амплітудні ДНА забезпечують створення однозначної амплітудної дискримінаційної характеристики у робочому секторі пеленгатора [14].

У зв'язку із простотою та очікуваною малою вартістю схемо-технічного рішень, а також можливістю їх нарощування, приймемо, що величини необхідного робочого сектору та смуги частот миттєвого виявлення і пеленгування будуть забезпечуватись апаратурою, що складається з окремого МППМ.

Тоді загальна структурна схема типового МППМ, що наведена на рис. 4.1, і буде забезпечуватись апаратно-програмною композицією аналого-цифрового моноімпульсного пеленгатора (рис. 3.1) та вимірювача миттєвої частоти.

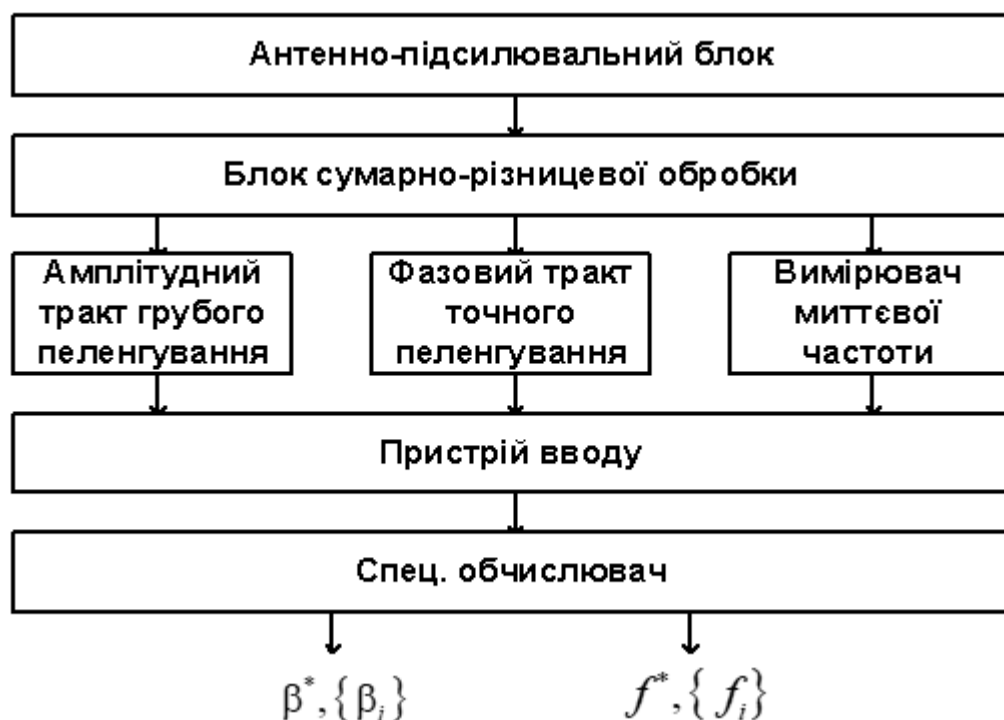


Рис. 4.1 Загальна структурна схема моноімпульсного приймально-пеленгаторного модуля

З врахуванням наведеної схеми (рис. 4.1) і розроблених аналого-



Техніки: корективистський, емпіричний, інтерв'єв, моніторинговий.

Для оцінювання технічних характеристик наведеного МППМ в існуючих

робочого сектору; діапазон значень відношення сигнал/шум, де забезпечується його надійна робота.

Прийmemo вхiднi умови i обмеження такими, як визначено у роздiлi 3. Крім того, будемо вважати, що СКП тракту точного пеленгування МППМ σ_T має відповідати середній СКП пеленгування відомих зразків станцій РМ (0,2 – 1,0°), тобто близько 0,5°, а відношення сигнал/шум за потужністю q^2 для умов прийому на дальності прямої видимості – не гірше 20 дБ.

Фазометрична база $d = (1; 2; 3; 4; 5)\lambda$ тракту точного пеленгування (ТТП) повинна забезпечити задану СКП визначення точного пеленгу:

$$\sigma_T(\beta) = \sqrt{D(\beta_T^*)} , \quad (4.1)$$

де $D(\beta_T^*)$ - дисперсія визначення оцінки пеленгу у ТТП.

Дисперсія оцінок пеленгу визначається за виразом (3.13 - див. роздiл3) i дорiвнює величинi:

$$D(\beta^*) = \frac{\lambda_s^2}{2\pi^2 d^2 q^2 \cos^2 \beta} \left\{ 1 + \frac{1}{q^2} \left[\frac{\lambda_s}{\pi d} \frac{\operatorname{tg} \beta}{\cos \beta} \left(\frac{\lambda_s}{4\pi d} \frac{\operatorname{tg} \beta}{\cos \beta} + \frac{2 \operatorname{tg} 2\varphi}{\cos^3 2\varphi} - \operatorname{tg} 2\varphi \right) - \frac{\operatorname{tg} \beta \operatorname{tg} 2\varphi}{\cos \beta} + \operatorname{tg}^2 2\varphi \left(\frac{2,25}{\cos^6 2\varphi} - \frac{4}{\cos^3 2\varphi} + 2,25 \right) \right] \right\} . \quad (4.2)$$

Надалі замість безрозмірних значень дисперсії будуть вживатись розраховані за виразом (4.1) значення СКП в кутових одиницях.

З використанням виразу (4.2) розраховано сімейство кривих залежності СКП визначення пеленгу у ТТП $\sigma_T(\beta)$ від відношення сигнал/шум q^2 вздовж нормалі до фіксованих баз пеленгування $d = (1; 2; 3; 4; 5)\lambda_s$ (рис 4.3). Отримані результати показують, що при відношенні сигнал/шум до 20 дБ необхідна величина СКП точного пеленгування буде забезпечуватись на відносних базах $d \geq 3\lambda_s$.

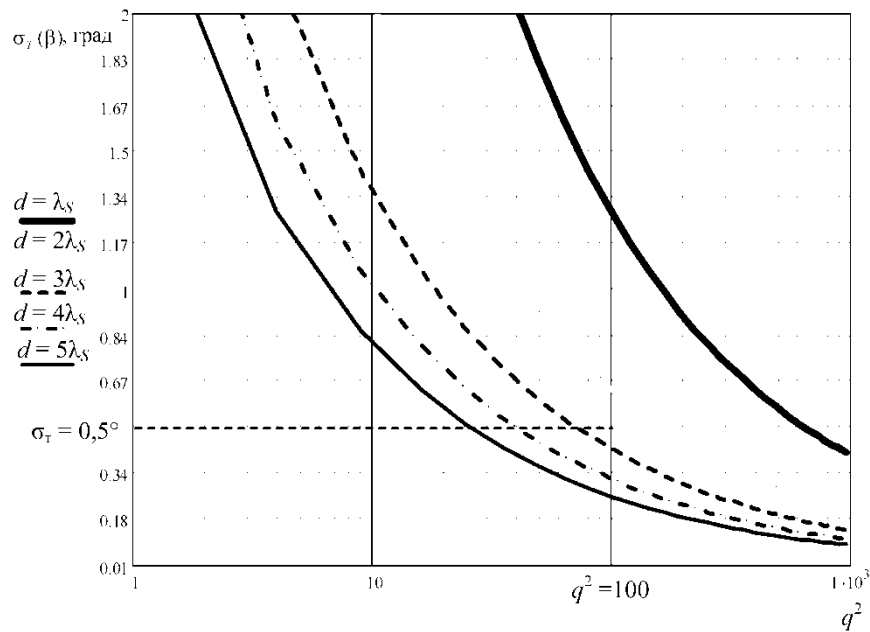


Рис. 4.3 Залежності СКП визначення пеленгу фазовим ТТП від величини відношення сигнал/шум для різних баз

Оскільки дисперсії та відповідні СКП пеленгування мінімальні у напрямку нормалі до бази пеленгатора, а на інших напрямках зростають, то при виборі відносної бази необхідно передбачити певний запас точності, тому доцільно обрати величину бази $d = 4\lambda_s$.

Критерій усунення неоднозначності пеленгування за мінімумом модуля різниці значень пеленгів, отриманих за дискримінаційними характеристиками (ДХ) трактів точного і грубого пеленгування, буде таким:

$$\beta^* = \beta_{Ti}^* ; \text{ якщо } |\beta_{Ti}^* - \beta_{Ti}^*| = \min , \quad (4.3)$$

де β_{Ti}^* , β_{Ti}^* – оцінки пеленгів у грубому і точному трактах пеленгатора;

$i = 2, \dots, N$ – кількість неоднозначних відліків пеленгу в ТТП, яка залежить від співвідношення бази пеленгування d та λ_s вхідного сигналу.

Для цього критерію необхідно, щоб довірчий інтервал в тракті грубого пеленгування (ТГП), який обирається за правилом “трьох сігм”, не перевищував ширину однозначної ділянки дискримінаційної характеристики тракту точного пеленгування:

$$\frac{d}{\lambda_s} \leq \frac{1}{4|\sin(3\sigma_{\beta\Gamma})|}. \quad (4.4)$$

Водночас, вважаючи закон розподілу оцінок пеленгу нормальним, для практичного застосування МППМ доцільно розглянути не тільки випадок довірчого інтервалу $\Delta\beta_{99}^* = 3\sigma_{\beta\Gamma}$ (з ймовірністю усунення неоднозначності $P = 0,999$), а й випадок $\Delta\beta_{96}^* = 2\sigma_{\beta\Gamma}$ ($P = 0,96$). При цьому суттєво знижуються вимоги до точності ТТП, а очікуваний рівень ймовірних похибок усунення неоднозначності не буде перевищувати 4%, що на практиці може бути припустимим, коли є можливість виключення грубих похибок за рахунок статистичної обробки однорідного масиву вимірювань (наприклад за серію імпульсів).

Отже, для бази ТТП $d = 4\lambda_s$ значення $\sigma_{\beta\Gamma}$ у випадку 99,9% ймовірності усунення неоднозначності становитиме близько $1,2^\circ$, а у випадку 96% ймовірності – близько $1,8^\circ$.

Очікувану точність пеленгування запропонованого МППМ можна оцінити за графічними залежностями СКП ТТП з базою $d = 4\lambda_s$ для відношення сигнал/шум $q^2 = \{6, 10, 20, 30\}$ дБ (рис. 4.4), розраховані за виразом (4.2).

З наведених графічних залежностей видно, що ТТП, який реалізує удосконалений двоканальний фазовий метод (див розділ 3, п. 3.1), не має непрацездатних ділянок в робочому секторі, тому при $q^2 \geq 20$ дБ середня СКП пеленгування не буде перевищувати заданої величини ($0,5^\circ$) в усьому робочому секторі пеленгатора [17].

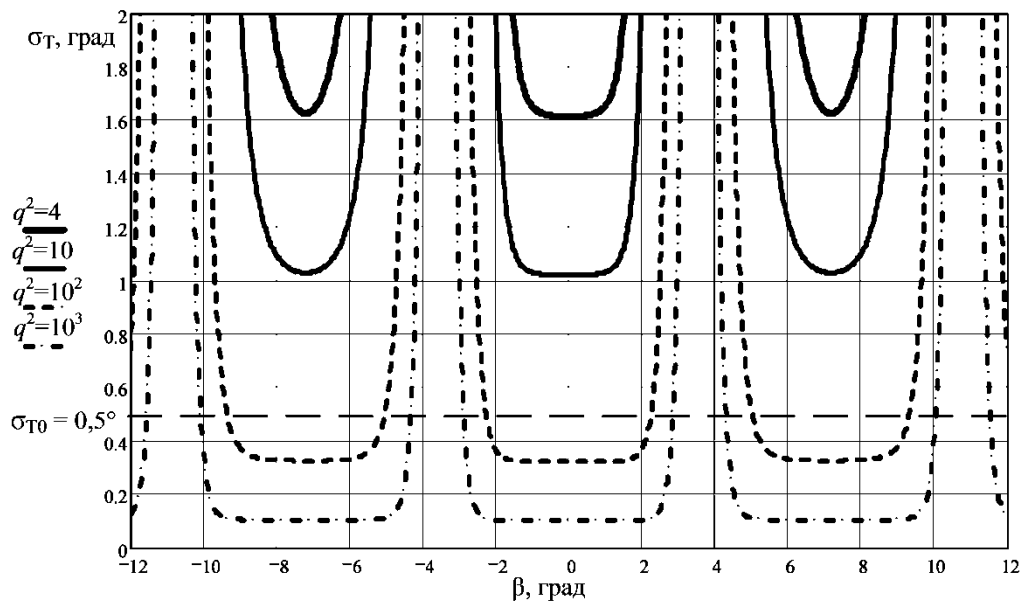


Рис. 4.4 Сімейство кривих СКП тракту точного пеленгування моноімпульсного приймально-пеленгаторного модуля

Таким чином, за визначених вище умов МППМ можна реалізувати на практиці і отримати такі його характеристики:

- відносна смуга робочих частот – до $\pm 20\%$ від центральної частоти (визначається смугою пропускання аналогових елементів приймального тракту);
- сектор виявлення – $15 \dots 30^\circ$ (сумарна ширина двопроменевої ДНА);
- робочий сектор – $7 \dots 15^\circ$;
- робоче відношення сигнал/шум – ≥ 20 дБ;
- СКП тракту грубого пеленгування – $1 \dots 2^\circ$;
- СКП тракту точного пеленгування – $0,3 \dots 0,4^\circ$.

Отже, розроблена теоретична модель визначення параметрів для ТГП і ТТП дає змогу узгодити фізичні та електричні показники антенних систем і трактів обробки сигналу. В процесі оптимізації можна точніше збалансувати параметри ТГП і ТТП модуля відповідно до заздалегідь визначених умов застосування та особливостей використаної елементної бази.

Висновки

1. Моноімпульсний пеленгатор, що реалізує удосконалений двоканальний фазовий метод пеленгування і вимірювання миттєвої частоти ДРВп може бути основою побудови типового моноімпульсного приймально-пеленгаторного модуля для підсистем пеленгування засобів РМ різного призначення. Простота схемного рішення і невеликі розміри антенної системи в діапазоні надвисоких частот дають можливість використовувати компактні лінійки оптимізованих за характеристиками МППМ для перекриття потрібного робочого сектору та смуги частот.
2. Виграш від застосування розробленого типового моноімпульсного приймально-пеленгаторного модуля в системі безпошукового пеленгування джерел РМ обумовлюється тим, що:
 - для визначення місцеположення та супроводження об'єктів і ДРВп у ближній зоні можливе використання двох станцій РМ в режимі тріангуляції замість трьох станцій у різницево-дальномірному режимі. Це збільшує живучість комплексу РМ та розширює можливості адаптації до конкретних умов його застосування;
 - середньоквадратична похибка пеленгування зменшується, а пов'язана з нею відносна ділянка діапазону дальностей, де використання тріангуляції замість різницево-дальномірного режиму не призводить до суттєвого зниження точності визначення місцеположення ДРВп, суттєво збільшується.
3. При практичній реалізації запропонованого аналого-цифрового ППМ можна очікувати отримання таких його характеристик:
 - відносна смуга робочих частот – до $\pm 20\%$ від центральної частоти (визначається смугою пропускання аналогових елементів приймального тракту);
 - сектор виявлення – $15 \dots 30^\circ$ (сумарна ширина двопроменевої ДНА);
 - робочий сектор – $7 \dots 15^\circ$;
 - робоче відношення сигнал/шум – ≥ 20 дБ;

- СКП тракту грубого пеленгування – $1 \dots 2^\circ$;
 - СКП тракту точного пеленгування – $0,3 \dots 0,4^\circ$.
4. Для оцінювання загальної ефективності комплексів РМ можна використати відому нелінійну модель векторної оптимізації, побудовану на основі нелінійної схеми компромісів, у вигляді скалярної згортки, яка завжди забезпечує отримання результату в умовах обмежень. Співставлення значень нормованих узагальнених показників ефективності з нормованою фундаментальною шкалою дасть змогу отримати не тільки кількісну аналітичну, а й якісну оцінки.

РОЗДІЛ 5

СТАРТАП-ПРОЕКТ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРИЙМАЛЬНО-ПЕЛЕНГАТОРНОГО МОДУЛЮ РАДІОМОНІТОРИНГУ ДЖЕРЕЛ РАДІОВИПРОМІНЮВАННЯ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ

5.1 Опис ідеї стартапу

Проект направлений на підвищення ефективності радіомоніторингу в ТКМ, за рахунок розробленого моноімпульсного приймально-пеленгаторного модуля. Такий пристрій забезпечує користувачів високою точністю та швидкодією вимірювання несучої частоти та пеленгу, завдяки аналого-цифровій обробці сигналів.

Таблиця 5.1.

Опис ідеї стартап-проекту

Зміст ідеї	Напрямки застосування	Вигоди для користувача
Моноімпульсний приймально-пеленгаторний модуль, що дає можливість підвищити ефективність пеленгування в телекомунікаційних мережах за рахунок підвищення точності пеленгу.	1. Сучасні системи радіомоніторингу 2. Спортивна радіопеленгація 3. Аерокосмічна та оборонна промисловості 4. Наукові дослідження та освіта 5. Виробники промислової електроніки	Використання отриманої математичної моделі забезпечить підвищення точності пеленгування, а при існуючій швидкодії та гнучкості підсистеми радіомоніторингу синтезований пристрій буде універсальним в своєму застосуванні.

При порівнянні з конкурентами в першу чергу увага надається архітектурному підходу, що забезпечує швидкість роботи та ефективність у кожному конкретному випадку [22]. Порівняння з конкурентами, а також визначення переваг і недоліків наведено у наступні табл.5.2.

Таблиця 5.2.

Визначення сильних, слабких та нейтральних характеристик ідеї проекту

з/п	Техніко-економічні характеристики ідеї	(потенційні) товари/концепції конкурентів			W (слабка сторона)	N (нейтральна сторона)	S (сильна сторона)
		Наш проект	Rohde & Schwarz DDF007	Пластун-РП-3000			
1	Використання безкоштовного програмного забезпечення	так	ні	ні			так
2	Непередбачуване зростання вартості	так	ні	ні	так		
3	Індивідуальні можливості кастомізації системи	так	так	ні			так
4	Єдина підтримка апаратної та програмної частини	ні	ні	так			так

Конкуренти володіють лише частковим функціоналом, який реалізований в даному проекті. Серед сильних сторін визначені використання безкоштовного програмного комплексу та можливості кастомізації під конкретні задачі, які ставляться перед обраним проектом. Слабкою стороною є вимога використовувати дані отримані з різних джерел, що не є структуровані.

5.2 Технологічний аудит ідеї стартап-проекту

Таблиця 5.3.

Технологічна здійсненність ідеї проекту

№ з/п	Ідея проекту	Технології реалізації	Наявність технологій	Доступність технологій
1	Підвищення ефективності пеленгування в телекомунікаційних системах за рахунок підвищення точності пеленгу.	Синтез структурної схеми модулю та програмування математичної моделі розрахунку ключових параметрів на мові Swift	Існуючі бібліотеки, такі як Pandas, Numpy, Sklearn та Matplotlib, що дозволяють вираховувати важкі тригонометричні вирази	Є доступними та безкоштовними для використання
Обрана технологія реалізації математичної моделі в проекті: мова програмування Swift				

Для реалізації проекту доступна мова програмування: Swift.

Swift використовується для вирішення великої кількості задач, в різних умовах за рахунок великої кількості бібліотек та простоті використання.

Обраною платформою для реалізації математичної моделі аналого-цифрового модулю проекту стала мова програмування Swift завдяки детальній документації та великої кількості користувачів, що забезпечують підтримку відкритих проектів.

5.3 Аналіз ринкових можливостей запуску стартап-проекту

При дослідженні ринкових можливостей, в першу чергу проведений аналіз попиту: наявність попиту, обсяг, динаміка розвитку ринку. Дані наведені у табл.5.4.

Таблиця 5.4.

Попередня характеристика потенційного ринку стартап-проекту

№з/п	Показники стану ринку (найменування)	Характеристика
1	Кількість головних гравців, од	2
2	Загальний обсяг продаж	?
3	Динаміка ринку (якісна оцінка)	Зростає
4	Наявність обмежень для входу	Немає
5	Специфічні вимоги для стандартизації, специфікації	Має
6	Середня норма рентабельності в галузі, %	?

Враховуючи сьогоднішню необхідність ринку стосовно підвищення ефективності пеленгу та моніторингу в телекомунікаційних системах приватного та державного секторів, за попереднім оцінюванням ринок є привабливим для входження [22].

Таблиця 5.5.

Характеристика потенційних клієнтів стартап-проекту

№з/п	Цільова аудиторія (цільові сегменти ринку)	Відмінності у поведінці різних потенційних цільових груп клієнтів	Вимоги споживачів до товару
1	Аерокосмічна та оборонна промисловості	Аерокосмічна та оборонна промисловості акцентують увагу на різні показники ефективності.	Точність та швидкодія пристрою. Для забезпечення успіху цифрової трансформації всі дані і канали зв'язку повинні бути надійно захищені.
2	Дистриб'ютори промислової електроніки	Вимоги до сертифікацій продукту можуть відрізнятися, формування кінцевої ціни за одиницю товару є предметом дискусій у різних дистриб'юторів	-

Продовження таблиці 5.5

№ з/п	Цільова аудиторія (цільові сегменти ринку)	Відмінності у поведінці різних потенційних цільових груп клієнтів	Вимоги споживачів до товару
3	Наукові дослідження та освіта	Вимоги до кількості екземплярів продукту	Наявність технічної документації, гарантійне обслуговування

Таблиця 5.6.

Фактори загроз

№ з/п	Фактор	Зміст загрози	Можлива реакція компанії
1	Відсутність зацікавленості у продукті	Успіх продукту залежить від підтримки малого та середнього бізнесу, адже з великою імовірністю державні сектори не будуть звертати увагу на нового гравця на ринку телекомунікаційних пристроїв, а виберуть вже перевірені часом рішення.	Робота з малим та середнім бізнесом, а саме з дистриб'юторами промислової електроніки, що призведе до маркетингового просування продукції
2	Складність побудови пристрою	Аналого-цифровий модуль з фазовим методом пеленгування зумовлює збільшений час на створення продукту, що в свою чергу впливає на місячну кількість виробу.	Збільшення виробничих потужностей

Таблиця 5.7.

Фактори можливостей

№ з/п	Фактор	Зміст можливості	Можлива реакція компанії
1	Необхідність рішення проблеми точності пеленгування та моніторингу в ТКМ.	На сьогодні пеленгування радіоелектронних засобів здійснюється в умовах складної електромагнітної обстановки (ЕМО), що характеризується багатопроменевим поширенням радіовипромінювань та перекриванням за частотою корисного сигналу і завад, апріорної невизначеності щодо параметрів радіовипромінювань. Тому розробка аналого-цифрового модулю пеленгування, що має високу точність є гарною можливістю вирішити наявні проблеми в засобах радіомоніторингу.	Просування продукту на всеукраїнський ринок з орієнтуванням на дистриб'юторів промислової електроніки

Одночасно і можливістю і загрозою є складність розробки аналого-цифрового модулю, що зумовлює збільшення часу в процесі виробництва, але водночас – складність розробки зумовлює підвищення точності пеленгування аналого-цифрового модулю, що вирішує ряд технологічних та бізнес проблем [22].

Таблиця 5.8.

Ступеневий аналіз конкуренції на ринку

Особливості конкурентного середовища	В чому проявляється дана характеристика	Вплив на діяльність підприємства
1. Тип конкуренції: олігополія	На ринку представлені декілька компаній, що поставляють подібні продукти.	Акцентування переваг продукту
2. Рівень конкурентної боротьби: національний/інтернаціональний	Першим етапом є боротьба за ринок України з подальшим виходом на ринки інших країн	Маркетингова компанія в першу чергу орієнтована на захоплення місцевого ринку
3. Галузева ознака: внутрішньогалузева	Економічна боротьба з конкурентами відбувається в одній галузі економіки, пропонуються аналогічні продукти, що мають архітектурні відмінності у функціонуванні	Пропозиція суттєвих переваг у порівнянні з продуктами конкурентів у визначеній галузі економіки
4. Конкуренція за видами товарів: товарно-видова	Конкуренція відбувається між продуктами одного виду. За такої конкуренції значення набуває марка товару	Постійна робота над забезпеченням високого рівня іміджу компанії
5. За характером переваг: нецінова	Передбачається ведення конкурентної боротьби не за рахунок зниження ціни на аналогічні послуги, а за рахунок новизни та унікальних характеристик технології, на якій базується функціонування пристрою	Акцент на унікальних характеристиках пропонованого товару
6. За інтенсивністю: марочна	Виведення товару на ринок передбачається під власною маркою	Просування продукту компанії під визначеним брендом

Таблиця 5.9.

Аналіз конкуренції в галузі за М. Портером

Складові аналізу	Прямі конкуренти в галузі	Потенційні конкуренти	Постачальники	Клієнти	Товари-замінники
	Rohde&Schwarz, Інфозахист	Гнучкі ціни, мінімальний життєздатний продукт	Змінні витрати постачальників	Рівень чутливості до зміни цін	Ціна, лояльність споживачів
Висновки	Конкуренція досить інтенсивна, існує перетин в кожній галузі збуту	Можливість входу в ринок висока. Потенційні конкуренти присутні	Постачальник може диктувати умови: ціни на послуги	Кожен з клієнтів потребує індивідуального підходу для вирішення його задач	Обмежень для роботи на ринку з боку товарів замінників на даний момент не існує

В результаті проведення аналізу табл. 5.9, можна зробити висновок, що можливість виходу на ринок з огляду на конкурентну ситуацію є високою. Для виходу на ринок товар в першу чергу повинен пропонувати унікальні характеристики, які відсутні у продуктах конкурентів.

На основі аналізу конкуренції, приведеного в табл.5.9, а також із урахуванням характеристик ідеї проекту (табл. 5.2), вимог споживачів до товару (табл. 5.5) та факторів маркетингового середовища (табл. 5.6 та 5.7), визначається та обґрунтовується перелік факторів конкурентоспроможності, що надається у табл. 5.10.

Таблиця 5.10.

Обґрунтування факторів конкурентоспроможності

№ з/п	Фактори конкурентоспроможності	Обґрунтування
1	Динаміка галузі	Проблема точності пеленгу та моніторингу в телекомунікаційних мережах є дуже важливою, тому приватний та державний сектори інфокомунікаційної сфери зацікавлені у ній
2	Концепція товару	Моноімпульсний приймально-пеленгаторний модуль, що дає можливість підвищити ефективність пеленгування в телекомунікаційних мережах за рахунок підвищення точності пеленгу.
3	Після продажне обслуговування	Підтримка щодо використання та налаштування пристрою після його продажу

Таблиця 5.11.

Порівняльний аналіз сильних та слабких сторін аналого-цифрового модулю

№ з/п	Фактори конкурентоспроможності	Бали 1-20	Рейтинг товарів-конкурентів у порівнянні з власною системою						
			-3	-2	-1	0	1	2	3
1	Динаміка галузі	1					✓		
2	Концепція товару і послуги	2						✓	
3	Після продажне обслуговування	2						✓	

Фінальним етапом ринкового аналізу можливостей впровадження проекту є складання SWOT-аналізу (матриці аналізу сильних (Strength) та слабких (Weak) сторін, загроз (Troubles) та можливостей (Opportunities) на основі виділених ринкових загроз та можливостей, та сильних і слабких сторін (табл. 5.12).

Таблиця 5.12.

SWOT-аналіз стартап проекту

<p>Сильні сторони:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Інноваційні технології • Висока якість 	<p>Слабкі сторони:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Слабкий імідж компанії • Слабкий маркетинг • Мало оборотних коштів • Невідома торгівельна марка
<p>Можливості:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Нові технології • Нові потреби клієнтів • Тенденції попиту 	<p>Загрози:</p> <ul style="list-style-type: none"> • Сильна конкуренція

Таблиця 5.13.

Альтернативи ринкового впровадження стартап-проекту

№ з/п	Опис профілю цільової групи потенційних клієнтів	Готовність споживачів сприйняти продукт	Орієнтовний попит в межах цільової групи	Інтенсивність конкуренції в сегменті	Простота входу у сегмент
1	Дистриб'ютори промислової електроніки	Переважно готові	Дуже високий	Низька	Легка
2	Аерокосмічна та оборонна промисловості	Не готові	Дуже високий	Висока	Важка
3	Наукові дослідження та освіта	Готові	Середній	Середня	Середня
Цільовими групами обрано дистриб'юторів промислової електроніки, що зацікавлені у розвитку власного бізнесу шляхом продажу товарів постачальників					

Базові стратегії в обраних сегментах ринку представлені у табл. 5.14.

Таблиця 5.14.

Визначення базової стратегії розвитку

№ з/п	Обрана альтернатива розвитку	Стратегія охоплення ринку	Ключові конкурентоспроможні позиції	Базова стратегія розвитку
1	Динамічний розвиток з використанням маркетингу та встановлення бізнес-контактів	Підняття рейтингу компанії шляхом маркетингу, встановлення конкурентоспроможних цін	Незалежність від посередника, який утримує кошти за свої послуги	Стратегія лідерства по витратах
2	Динамічний розвиток завдяки висвітленню унікальних характеристик продукту	Унікальність послуг, для збільшення лояльності клієнта	Використання індивідуального підходу до клієнта. Висвітлення унікальних характеристик продукту, а саме підвищена точність модулю.	Стратегія диференціації

Залежно від міри сформованості галузевого ринку, характеру конкурентної боротьби, необхідно обрати одну з трьох стратегій конкурентної поведінки: розширення первинного попиту, оборонну або наступальну стратегію або ж застосувати демаркетинг або диверсифікацію (табл. 5.15) [22].

Таблиця 5.15.

Визначення базової стратегії конкурентної поведінки

№ з/п	Чи є проект першопрохідцем на ринку	Чи буде компанія шукати нових споживачів, або забирати існуючих у конкурентів	Чи буде компанія копіювати основні характеристики	Стратегія конкурентної поведінки
1	Проект не є першопрохідцем	Компанія буде шукати нових користувачів	Компанія буде копіювати найкращі з характеристик конкурентів	Стратегія наслідування лідеру за для економії фінансових ресурсів

На основі вимог споживачів з обраних сегментів до постачальника (стартап-компанії) та до продукту (табл. 5.5), а також в залежності від обраної базової стратегії розвитку та стратегії конкурентної поведінки була розроблена стратегія позиціонування (табл. 5.16) [22].

Таблиця 5.16.

Визначення стратегії позиціонування

№ з/п	Вимоги до товару цільової аудиторії	Базова стратегія розвитку	Ключові конкурентоспроможні позиції власного стартап-проекту	Вибір асоціацій, які мають сформувати комплексну позицію власного проекту
1	Висока доступність	Стратегія диференціації	Висвітлення унікальних характеристик продукту, а саме підвищена точність модулю. Використання індивідуального підходу до клієнта	Доступність, якість, швидкість, точність

5.4 Розроблення маркетингової програми стартап-проекту

Маркетингова програма - це намічений для планомірного здійснення, об'єднаний єдиною метою та залежний від певних строків комплекс взаємопов'язаних завдань і адресних заходів соціального, економічного, науково-технічного, виробничого, організаційного характеру з визначенням

ресурсів, що використовуються, а також джерел одержання цих ресурсів. Основну увагу слід приділяти вибору, значенню та формі інструментів маркетингу, їх об'єднанню в найбільш оптимальний з погляду визначеної мети комплекс, а також розподілу фінансових ресурсів у межах бюджетування маркетингу [23].

Першим кроком є формування маркетингової концепції товару, який отримає споживач. Для цього потрібно підсумувати результати попереднього аналізу конкурентоспроможності товару (табл. 5.17).

Таблиця 5.17.

Визначення ключових переваг концепції потенційного товару

№ з/п	Потреба	Вигода, яку пропонує товар	Ключові переваги перед конкурентом
1	Висока точність та ефективність радіомоніторингу	Підвищення точності та ефективності радіомоніторингу	Комплексний та інноваційний підхід до рішення цієї задачі
2	Високе співвідношення ціна/якість	Зменшення собівартості модулю за рахунок виробництва в Україні	Виробництво та збут товару за конкурентоспроможною ціною

Надалі розробляється трирівнева маркетингова модель товару: уточняється ідея продукту та послуги, та його фізичні складові, особливості процесу та його надання (табл. 5.18).

Таблиця 5.18.

Опис трьох рівнів моделі товару

Рівні товару	Сутність та складові
1. Товар за задумом	Товар забезпечує точний та ефективний радіомоніторинг
2. Товар у реальному виконанні	Властивості: доступність, цілісність, зручність, прозорість
	Товар представляє собою аналогово-цифровий модуль для систем радіомоніторингу
	Поставляється у вигляді модулю для систем радіомоніторингу.
	Назва: Аналогово-цифровий моноімпульсний приймально-пеленгаторний модуль
3. Товар із підкріпленням	До продажу: відбувається конфігурування та тестування модулю
	Після продажу: відбувається технічна підтримка модулю

Апаратний модуль, що забезпечую високу точність та ефективність радіомоніторингу, принцип дії якого захищений патентами в Україні.

Аналіз системи збуту передбачає визначення ефективності кожного елемента цієї системи, оцінювання діяльності апарату працівників збуту. Аналіз витрат обігу передбачає зіставлення фактичних збутових витрат за кожним каналом збуту і видом витрат із запланованими показниками для того, щоб виявити необґрунтовані витрати, ліквідувати затрати, що виникають у процесі руху товарів і підвищити рентабельність наявної системи збуту. Дані щодо визначення системи збуту надаються в табл. 5.19.

Таблиця 5.19.

Формування системи збуту

№ з/п	Специфіка закупівельної поведінки цільових клієнтів	Функції збуту, які має виконувати постачальник товару	Глибина каналу збуту	Оптимальна система збуту
1	Власна система збуту	Постачання модулю компаніям-клієнтам	Канал нульового рівня, продаж товару відбувається безпосередньо компаніям-клієнтам через відділ збуту	Оптимальною системою збуту є прямий збут з каналом нульового рівня за відсутності посередників

Таблиця 5.20.

Концепція маркетингових комунікацій

№ з/п	Специфіка поведінки цільових клієнтів	Канали комунікацій	Ключові позиції, обрані для позиціонування	Завдання рекламного повідомлення
1	Консервативна поведінка, але відкриті до нового	Соцмережі професійного спрямування, корпоративна пошта	Підвищення точності та ефективності в системах радіомоніторингу	Висвітлити унікальні характеристики продукту

У якості концепції маркетингових комунікацій були обрані інтегровані маркетингові комунікації, де компанія ретельно обмірковує і координує роботу своїх численних каналів комунікації, рекламу в засобах масової інформації, особистий продаж, стимулювання збуту, пропаганду, прямий маркетинг, упаковку товару.

5.5 Бізнес-план реалізації стартап-проекту

5.5.1 Короткий інвестиційний меморандум

На сьогодні пеленгування радіоелектронних засобів здійснюється в умовах складної електромагнітної обстановки (ЕМО), що характеризується багатопроменевим поширенням радіовипромінювань та перекриванням за

частотою корисного сигналу і завад. Тому розробка безпошукових цифрових методів пеленгування, що мають високу точність та можливість попередньої просторової селекції, а також створення відповідного модулю на основі цих пристроїв є потрібними державному сектору та інфокомунікаційному бізнесу.

Для відкриття підприємства з виробництва аналого-цифрового модулю потрібні кваліфіковані кадри. Загальна чисельність при відкритті складе 3 людини. Також для розміщення товару, матеріалів та приладів для створення виробу потрібно складське приміщення – 1000 м².

Бізнес-план складений із розрахунку на очікувану кількість створених виробів в квартал – 90 шт., та приблизну похибку в процентах продажу виробу.

5.5.2 Опис бізнесу та продукту

Розроблений аналого-цифровий модуль, забезпечує отримання однозначних, незміщених та ефективних оцінок пеленгу і відрізняється від відомих тим, що з метою підвищення точності визначення математичного очікування і дисперсії оцінок відносного пеленгу від кута надходження радіосигналу враховує їх нелінійні (квадратичні) складові при розкладі функції максимальної правдоподібності в ряд Тейлора. Це суттєво коригує характер очікуваної пеленгаційної характеристики і надає інструмент для досить точного визначення її робочої ділянки та розрахунку якості (точності) оцінок відносного пеленгу.

Із вищенаведеного аналізу та створеної маркетингової програми було прийнято рішення збувати виріб дистриб'юторам промислової електроніки. Таким чином новостворений стартап може зосередитися на виробництві продукції і не хвилюватися за процес продажу виробу [23].

5.5.3 План виробництва

Загальний план відкриття підприємства поетапно:

- Пошук приміщення для виробництва;

- Реєстрація юридичної особи;
- Оренда приміщення, закупка матеріалів, закупка відповідного устаткування для створення виробу;
- Укладення договору із дистриб'юторами та початок роботи.

5.5.4 Квартальна кількість продаж та очікуваний фінансовий дохід

Таблиця 5.21.

Квартальна кількість продаж та очікуваний фінансовий дохід

	1Q	2Q	3Q	4Q	1Q	2Q	2Q	4Q
% продаж	86%	85%	89%	90%	90%	91%	89%	85%
Кількість продаж	77	77	80	81	81	82	80	77
Частка заявленої продукції з продажу	100,00 %	100,00 %	100,00 %	100,00 %	100,00 %	100,00 %	100,00 %	100,00 %
Кількість проданих модулів з урахуванням відсотку продаж	77	77	80	81	81	82	80	77
Всього продано в квартал	77	77	80	81	81	82	80	77
Можливий процент повернених пристроїв від проданих за квартал	1,29%	1,31%	1,25%	1,23%	1,23%	1,22%	1,25%	1,31%

Виріб: Аналого-цифровий модуль радіомоніторингу

Ціна виробу: 3500 грн.

Таблиця 5.22.

Дохід та загальний дохід

	1Q	2Q	3Q	4Q	1Q	2Q	3Q	4Q
Дохід за квартал продаж	270900	267750	280350	283500	283500	286650	280350	267750
Втрати від повернень	3500	3500	3500	3500	3500	3500	3500	3500
Загальний дохід	267400	264250	276850	280000	280000	283150	276850	264250

Сума загального доходу за два роки: 2 192 750 грн.

5.5.5 Витрати та чистий дохід

Таблиця 5.23.

Витрати та чистий дохід

	1Q	2Q	3Q	4Q	1Q	2Q	3Q	4Q
Бухгалтерія	3000	3000	3000	3000	3000	3000	3000	3000
Інтернет просування виробу в соціальних мережах професійного спрямування	3000	3000	3000	3000	3000	3000	3000	3000
Сумарна заробітна плата в квартал	120000	120000	120000	120000	150000	150000	150000	150000
Оренда приміщення	30000	30000	30000	30000	30000	30000	30000	30000
Канцелярія і тд.	600	900	1000	1000	900	1500	900	1000
Витрати на матеріали для виробництва	27000	27000	27000	27000	27000	27000	27000	27000
Всього витрат	183600	183900	184000	184000	213900	214500	213900	214000

Сума витрат за два роки: 1 591 800 грн.

Таблиця 5.24.

EBITDA

	1Q	2Q	3Q	4Q	1Q	2Q	3Q	4Q	
EBITDA	83800	80350	92850	96000	66100	68650	62950	50250	600950
EBITDA, %									27%
Прибуток до сплати податків	83800	80350	92850	96000	66100	68650	62950	50250	600950
Податок на дохід у розмірі 19,5%	16341	15668	18106	18720	12890	13387	12275	9799	117185
Чистий дохід	67459	64681	74744	77280	53211	55263	50674	40451	483765

5.5.6 Фінансова оцінка

Внутрішня норма доходу: 19%

Чиста поточна вартість, 25%: 214623,27

Таблиця 5.25.

Фінансова оцінка

	1Q	2Q	3Q	4Q	1Q	2Q	3Q	4Q	Σ
Дохід проекту	26740 0	26425 0	27685 0	28000 0	28000 0	28315 0	27685 0	26425 0	219275 0
Витрати проекту	18360 0	18390 0	18400 0	18400 0	21390 0	21450 0	21390 0	21400 0	159180 0
Грошовий потік проекту	83800	80350	92850	96000	66100	68650	62950	50250	

Висновки

В даному розділі був проведений маркетинговий аналіз перспектив реалізації збуту приймально-пеленгаторного модулю радіомоніторингу телекомунікаційних мереж та проведене оцінювання можливостей його ринкового впровадження.

В результаті дослідження визначено, що існує можливість ринкової комерціалізації проекту в першу чергу завдяки інноваційності продукту - високої точності та швидкодії модулю.

Конкурентна ситуація надає перспективи впровадження продукту, так як продукція товарів-аналогів має лише частковий функціонал реалізованої системи та володіє низкою критичних недоліків, через які рівень довіри до них залишається незадовільним. В результаті існуючі товари-аналоги не створюють прямої конкуренції на ринку України.

Проведений аналіз підтверджує, що подальша імплементація проекту є доцільною.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ

1. При виконанні магістерської дисертації сформульовано та вирішено актуальне наукове завдання, яке полягає у розробці нових та удосконаленні існуючих методів моноімпульсного пеленгування джерел радіовипромінювання ТКС в інтересах створення ефективних пеленгаторних пристроїв для засобів (комплексів) радіомоніторингу (РМ) з метою підвищення їх ефективності при визначенні місцеположення джерел радіовипромінювань (ДРВп). Значення результатів магістерської дисертації для науки й практики полягає в тому, що вони є внеском у подальший розвиток теорії, практики і синтезу пристроїв моноімпульсного пеленгування у науковій галузі технічних видів РМ і визначають перспективні шляхи підвищення ефективності визначення місцеположення джерел радіовипромінювань ТКС, що є однією з найважливіших функцій комплексів РМ.

Як показує практика ведення РМ в мирний час, досвід останніх військових конфліктів за межами України та в її східних областях і в зоні АТО радіоелектронна обстановка (РЕО) постійно ускладнюється й характеризується:

- постійним збільшенням кількості й різноманіття ДРВп сучасних ТКС;
- широким діапазоном робочих частот (від 30 МГц до 400 ГГц) і тривалостей сигналів ДРВп (десятки нс – сотні мкс);
- високою щільністю потоку сигналів ДРВп в точці прийому, яка може досягати $10^5 - 10^7$ імпульсів за секунду;
- використанням сигналів зі складною частотно-часовою структурою та інформаційним наповненням;
- застосуванням енергетично прихованих режимів роботи ТКС, в тому числі – з короткочасовими сеансами випромінювання, які значно ускладнюють їх спостереження.

Однією з основних завдань РМ є визначення місцеположення ДРВп з високою точністю та швидкодією, а також спостереження за їх просторовим положенням в близькому до реального масштабу часу. Це завдання набуває особливого значення при спостереженні швидких носіїв ДРВп. Прості розрахунки показують, що при змінах швидкості їх руху від 30-60 км/ч (автомобільна техніка, морські об'єкти) до 1800 км/ч (літаки, БПЛА) за 1 хвилину носій може переміститися відповідно від 500 м до 30 км. Досвід ведення РМ показує, що час отримання окремого пеленгу на ДРВп існуючими засобами РМ може складати одиниці – десятки хвилин, що виключає ведення спостереження в реальному масштабі часу. Також відомо, що точність визначення місцеположення залежить від дальності до ДРВп відношення сигнал/шум, ширини діаграми направленості антени тощо. При цьому за ТТХ сучасних засобів РМ точність пеленгування залежно від частотного діапазону знаходиться в межах $0,2-3^\circ$, а точність визначення місцеположення в режимі триангуляції – не перевершує 5% від реальної дальності, а в різностно-далекомірному режимі (РДМ) – 2%. Це суттєво зменшує ефективність застосування засобів РМ за показниками точності пеленгування і швидкодії визначення місцеположення ДРВп.

Таким чином, на сьогодні є суттєві протиріччя та невідповідність реальних технічних можливостей існуючих засобів (комплексів) РМ сучасним, постійно зростаючим вимогам до їх ефективності. Результати проведених досліджень свідчать, що одним із шляхів вирішення цього протиріччя і підвищення ефективності РМ є подальший розвиток і вдосконалення методологічного апарату побудови підсистем пеленгування за рахунок розробки нових і удосконалення існуючих методів пеленгування і вимірювання миттєвої частоти джерел радіовипромінювання.

2. Методи вирішення поставленого в магістерській дисертації наукового завдання.

При вирішенні поставленого наукового завдання використано

теоретичні і експериментальні методи дослідження. Теоретичні дослідження засновані на положеннях теорії статистичної радіотехніки і теорії моноімпульсної радіолокації. Експериментальні дослідження проводились з використанням математичного моделювання процесів формування, вимірювання та оцінювання величини інформативного сигналу відносного пеленгу на електронно-обчислювальній машині мовою програмування SWIFT.

3. Основні наукові і практичні результати магістерської дисертації.

Для вирішення основного наукового завдання магістерської дисертації для обраної математичної моделі процесу визначення відносного пеленгу простих радіотехнічних сигналів двоканальними радіотехнічними пеленгаторами формалізовано процес моноімпульсного пеленгування. Вдосконалено фазовий метод моноімпульсного пеленгування, який відрізняється від відомих тим, що використовується паралельне визначення ряду альтернативних оцінок пеленгу з використанням додаткових зворотніх пеленгаційних характеристик та подальшим вибором найбільш достовірного значення точного пеленгу за критерієм мінімуму дисперсії.

4. Порівняння удосконалених методів з відомими показує, що застосування моноімпульсних методів пеленгування з одночасним вимірюванням миттєвої частоти замість пошукових суттєво підвищує швидкодію підсистеми визначення місцеположення ДРВп, створює умови для ведення РМ в реальному масштабі часу. Удосконалений фазовий метод має точність пеленгування, близьку до теоретично можливої, в усьому робочому секторі пеленгатора, що забезпечує підвищення точності й достовірності результатів пеленгування. Запропонований типовий приймально-пеленгаторний модуль, як апаратна композиція реалізації удосконалених моноімпульсного метода пеленгування і двоканального метода вимірювання миттєвої частоти на основі фазометрів інтерференційного типу має удвічі меншу кількість антенних елементів та

простіший приймальний тракт, що забезпечуватиме кращу стабільність його електричних параметрів і повторюваність у серійному виробництві.

5. Достовірність наукових результатів забезпечується коректною постановкою завдань, обґрунтованим вибором основних припущень і обмежень, використанням сучасного апробованого математичного апарату, сполученням теоретичних і експериментальних досліджень, несуперечністю отриманих наукових результатів загальновідомим фізичним і математичним положенням, а також результатами математичного моделювання.

6. При практичній реалізації запропонованого аналого-цифрового ППМ можна очікувати отримання таких його технічних характеристик:

- відносна смуга робочих частот – до $\pm 20\%$ від центральної частоти (визначається смугою пропускання аналогових елементів приймального тракту);
- сектор виявлення – $15 \dots 30^\circ$ (сумарна ширина двопроменевої ДНА);
- робочий сектор – $7 \dots 15^\circ$;
- робоче відношення сигнал/шум – ≥ 20 дБ;
- СКП тракту грубого пеленгування – $1 \dots 2^\circ$;
- СКП тракту точного пеленгування – $0,3 \dots 0,4^\circ$.

7. Отримані результати можна рекомендувати для використання при модернізації існуючих та розробці перспективних засобів і комплексів радіомоніторингу.

8. Мета магістерської роботи досягнута, всі часткові завдання дослідження вирішені.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Слободянюк П. В. Довідник з радіомоніторингу / П. В. Слободянюк, В. Г. Благодарний, В. С. Ступак; під. заг. ред П. В. Слободянюка. — Ніжин : ТОВ «Видавництво «Аспект-Поліграф», 2008. — 588 с.
2. Ступак В.С., Долматов СО. Основы радиочастотного контролю: Практичний посібник / За редакцією д.т.н. Олійника В.Ф. Київ, 2004. - 231 с: іл.
3. Лапин В.А. Пеленгация и идентификация объектов излучения // Материалы семинара руководителей и специалистов центра “Укрчастотнагляд” “Управление радиочастотным ресурсом и радиоконтроль”. - Одесса, 1997.
4. Глазнев А.А. и др. Многостанционные системы радиоконтроля и определения местоположения источников радиоизлучения // Специальная техника. Специальный выпуск. - 2002.
5. Логинов Н.А., Панченко В.Е., Загоскин В.В. Задача пеленгования и определения местоположения передатчиков и проблемы выбора пеленгаторов // Материалы семинара сотрудников Государственного надзора за связью в Российской Федерации. "Радиоконтроль и управление радиочастотным спектром". - Санкт-Петербург, 1998.
6. Вартанесян В.А. Радиоэлектронная разведка. - М.: Воениздат, 1975. - 255с.
7. Радзиевский Теоретические основы радиоэлектронной разведки. / В.Г. Радзиевский, А.А. Сирота. – М.: Радиотехника, 2004. - 432 с
8. Рембовский А.М. Радиомониторинг: задачи, методы, средства. / А.М. Рембовский, А.В. Ашимхин, В.А. Козьмин. Под ред. А.М. Рембовского. – М.: Горячая линия – Телеком, 2006. – 492 с.
9. Д.Р.Родс. Введение в моноимпульсную радиолокацию / Пер. с англ. Б.М.Герасимова, Под ред. Л.Д.Бахраха. – М.: Сов.радио, 1960 – 160 с.
10. Леонов А.И. Моноимпульсная радиолокация. / А.И.Леонов, К.И.Фомичев - М.: Сов. радио, 1970. -392 с.

- 11.Войтко В.В., Ільницький А.І., Казаров А.А. Пристрій двоканального однобазового моноімпульсного вимірювання пеленгу на джерело радіовипромінювання станціями радіомоніторингу на несучій частоті вхідних сигналів.- Деклараційний патент № 122275 на корисну модель. U 201708068 – Бюл.№24, 26.12.2017.
- 12.Светозаров В.В. Основы статистической обработки результатов измерений / В.В. Светозаров.- М.: МИФИ, 2005. – 400 с.
- 13.Ткалич В.Л. Обработка результатов технических измерений / В.Л. Ткалич, Р.Я. Лобковская. – СПб.: СПбГУ ИТМО, 2011. – 72 с.
- 14.Ільницький А.І., Бурба О.І., Пасічник О.О. Статистичні характеристики інформаційних ознак джерел випромінювання при радіомоніторингу телекомунікаційних мереж.- Київ: Управляющие системы и машины. - 2016. - № 6. - С. 48-58.
- 15.Ільницький А.І., Бурба О.І Довірча імовірність і довірчий інтервал статистичних оцінок параметрів джерел радіовипромінювання при радіомоніторингу телекомунікаційних мереж Одеса, ОНАЗ, Цифрові технології, №21, 2017. – С.138-14.
- 16.Ільницький А.І., Бурба О.І Статистичні оцінки незміщеності та ефективності параметрів джерел радіовипромінювання при радіомоніторингу телекомунікаційних мереж Київ: Системи управління навігації та зв'язку.-Вип.2 (48), 2018.- С.149 – 153.
- 17.Ільницький А.І., Бурба О.І Статистичні критерії оцінювання інформативності ознак джерел радіовипромінювання телекомунікаційних мереж і систем при їх розпізнаванні Київ: Кібербезпека: освіта, наука і техніка. Том 1, №5, 2019.- С.83 – 92.
- 18.Войтко В.В., Ільницький А.І., Казаров А.А. Спосіб двоканального фазового моноімпульсного пеленгування джерел радіовипромінювання станціями радіомоніторингу.- Деклараційний патент № 107503 на корисну модель U 2015 12210 – Бюл.№11, 10.06.2016.

- 19.Ільницький А.І., Куценко Р.О., Рудевич А.Є. Аналого-цифровий пристрій двоканального моноімпульсного вимірювання пеленгу джерел радіовипромінювання на несучій частоті входних сигналів.- Деклараційний патент №144798 на корисну модель u 202003103 від 25.05.2020.- Бюл.№20, 26.10.2020.
- 20.Ільницький А.І., Рудевич А.Є., Куценко Р.О. Аналого-цифровий пристрій двоканального моноімпульсного вимірювання частоти джерел радіовипромінювання. Деклараційний патент на корисну модель № u 202003993 від 02.07.2020.
- 21.Куценко Р.О., Рудевич А.Є. Аналого- цифровий приймально-пеленгаторний модуль моноімпульсного радіомоніторингу інфокомунікаційних мереж. - Міжнародна науково-практична конференція «Інфокомунікації – сучасність та майбутнє» ОНАЗ ім. О.С. Попова. Зб. матеріалів конф - Одеса, 16 -19 листопада 2020 р.
- 22.Розроблення стартап-проекту [Електронний ресурс] : Методичні рекомендації до виконання розділу магістерських дисертацій для студентів інженерних спеціальностей / За заг. ред. О.А. Гавриша. – Київ : НТУУ «КП», 2016. – 28 с.
- 23.Квашнин А. Как продвигать проекты коммерциализации технологий : серия методических материалов «Практические руководства для центров коммерциализации технологий» / М. Катешова, А. Квашнин, под рук. П. Линдхольма, проект EuropeAid «Наука и коммерциализация технологий», 2006. – 52 с.